

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

AJUSTE COORDENADO DOS SINAIS ESTABILIZADORES
EM SISTEMAS DE POTÊNCIA MULTIMÁQUINAS

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA A UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

RAIMUNDO CELESTE GHIZONI TEIVE

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1991.



0.196.118-8

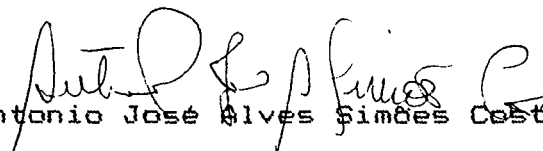
UFSC-BU

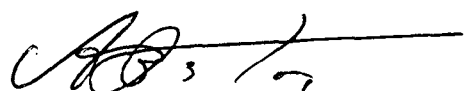
AJUSTE COORDENADO DE SINAIS ESTABILIZADORES EM SISTEMAS DE
POTENCIA MULTIMAQUINAS

RAIMUNDO CELESTE GHIZONI TEIVE

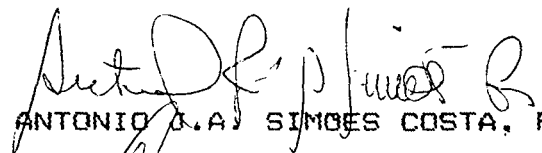
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TITULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA ELETRICA

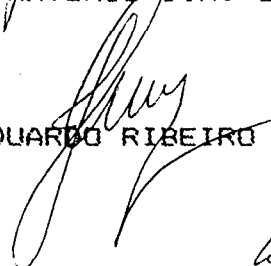
ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELETRICA, AREA DE CONCENTRAÇÃO SISTEMAS
DE POTENCIA. E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE POS-
GRADUAÇÃO

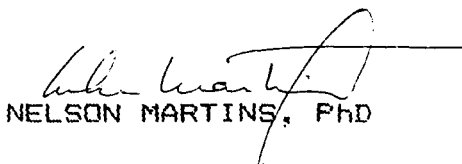

Prof. Antonio José Alves Simões Costa, PhD
Orientador


Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr. D'Etat
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA


Prof. ANTONIO J.A. SIMÕES COSTA, PhD


Prof. JOSE EDUARDO RIBEIRO CURY, Dr. D'Etat


NELSON MARTINS, PhD


Prof. AGUINALDO SILVEIRA E SILVA, PhD

OFERECIMENTO

À minha mãe **Therezinha**.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Antonio José Alves Simões Costa, pela boa vontade, dedicação e orientação amiga, demonstradas em todos os momentos deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Aguinaldo Silveira e Silva pela disponibilidade e valiosas sugestões apresentadas.

Ao Doutorando Hector Peña Mac-Leod pelo interesse, amizade e discussões que enriqueceram este trabalho de pesquisa.

A todos os Professores, Funcionários e Colegas do Centro Tecnológico, que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

A Universidade Federal de Santa Catarina, em particular ao Laboratório de Sistemas de Potência, pelo suporte técnico, e ao CNPQ pelo apoio financeiro.

ÍNDICE

RESUMO	v
ABSTRACT	vi
CAPÍTULO I - Introdução	
I.1 - O problema da Estabilidade de Sistemas de Potência	1
I.2 - Projeto coordenado de ESP's - Revisão Bibliográfica	3
I.3 - Contribuições e Organização da Dissertação	4
CAPÍTULO II - Modelagem do Sistema de Potência	
II.1 - Introdução	7
II.2 - Caso Máquina-Barra Infinita	7
II.2.1 - Sistema de Potência	7
II.2.2 - Estabilizador	9
II.3 - Caso Multimáquinas	12
II.3.1 - Considerações Iniciais	12
II.3.2 - Interações Dinâmicas em Sistemas Multimáquinas	14
II.4 - Métodos que abordam o Problema	17
II.4.1 - Métodos Sequenciais	17
II.4.2 - Métodos que consideram as Interações Dinâmicas	18
II.5 - Considerações Finais	19
CAPÍTULO III - Alguns Conceitos da Teoria de Controle Aplicados à Sistemas de Potência Multimáquinas	
III.1 - Introdução	20
III.2 - Posicionamento de Pólos por Realimentação Estática da Saída	20
III.3 - Estratégia de Controle Centralizado Via Realimentação Dinâmica da Saída	22
III.4 - Estratégia de Controle Descentralizado Via Realimentação Dinâmica da Saída	23
III.4.1 - Sistemas Interligados	23

III.4.2 - Realimentação Dinâmica da Saída	24
III.4.3 - Estabilização por Controle Descentralizado	26
III.5 - Considerações Finais	27
CAPÍTULO IV - Algoritmo para Ajuste Coordenado	
IV.1 - Introdução	28
IV.2 - Integração do modelo de Planta e Controlador	28
IV.3 - Critérios de Avaliação da Solução	31
IV.4 - Filosofia do Método	32
IV.4.1 - Matriz de Estado em Malha Fechada	34
IV.4.2 - Algoritmo Proposto	35
IV.4.3 - Fluxograma	37
IV.4.4 - Determinação dos Parâmetros do Estabilizador	38
IV.4.5 - Critério de Parada	39
IV.5 - Considerações Finais	40
CAPÍTULO V - Generalizações e Extensões Propostas para o Método	
V.1 - Introdução	41
V.2 - Generalização da topologia do ESP	41
V.2.1 - Objetivo da Topologia Proposta	41
V.2.2 - Determinação do Sistema de Equações	45
V.2.3 - Desenvolvimento das Equações de Estado	46
V.2.4 - Método Utilizado para Solução do Sistema Subdeterminado .	48
V.2.5 - Comentários	52
V.3 - Relaxação na Especificação dos Pólos desejados	52
V.3.1 - Objetivo	52
V.3.2 - Alteração no Fluxograma	53
V.3.3 - Comentários	54
V.4 - Sinais Estabilizadores em um Subconjunto de Máquinas do Sistema	55
V.4.1 - Objetivo	55

V.4.2 - Descrição da Metodologia Proposta	56
V.4.3 - Comentários	56
V.5 - Sinal Estabilizador Derivado da Potência Elétrica	57
V.5.1 - Objetivo	57
V.5.2 - Princípios Básicos	58
V.5.3 - Modificações no algoritmo Base	60
V.6 - Considerações Finais	63
CAPÍTULO VI - Resultados Numéricos e de Simulações Não-Lineares	
VI.1 - Introdução	65
VI.2 - Resultados Numéricos da Alocação de Pólos	65
VI.2.1 - Sistema Máquina-Barra Infinita	65
VI.2.2 - Sistema Tres Máquinas-Barra Infinita	72
VI.2.3 - Sistema Nove Máquinas-Barra Infinita	77
VI.3 - Resultados de Simulações Não-Lineares	82
VI.3.1 - Sistema Máquina-Barra Infinita	82
VI.3.2 - Sistema Tres Máquinas-Barra Infinita	84
VI.3.3 - Sistema Nove Máquinas-Barra Infinita	87
CAPÍTULO VII - Conclusões e recomendações para Futuros Trabalhos	95
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	98
APÊNDICE A - MODELO DE HEFFRON-PHILLIPS	104
APÊNDICE B - MODELO MATEMÁTICO POR VARIÁVEIS DE ESTADO	105
APÊNDICE C - ESTRUTURAÇÃO DO PROGRAMA	113
APÊNDICE D - SISTEMAS UTILIZADOS PARA TESTE	118

RESUMO

A presente dissertação apresenta um método de ajuste dos parâmetros dos sinais estabilizadores de sistemas de potência (ESP) derivados da velocidade e da potência elétrica em sistemas de potência multimáquinas. O ajuste é feito de forma coordenada, considerando as interações dinâmicas entre as máquinas, e visa posicionar os auto-valores associados aos modos eletro-mecânicos instáveis ou pouco amortecidos do sistema. A estrutura de controle adotada é descentralizada, isto é, composta de controladores locais (ESP's) que medem saídas locais e atuam somente sobre entradas locais. O método para posicionamento de pólos é iterativo sendo que, em cada iteração, os valores de todos os controladores selecionados são ajustados.

Considera-se que o numerador da função de transferência do ESP é quadrático, admitindo-se tanto o caso de zeros reais quanto de zeros complexos. Neste último caso, o problema de determinação dos parâmetros da função de transferência do ESP torna-se subdeterminado, e uma técnica de projeções ortogonais é aplicada para determinar o ajuste que apresenta o mínimo desvio em relação a um ajuste proposto.

O método também permite o ajuste dos parâmetros dos ESP's quando o número de estabilizadores é menor do que o número de máquinas, dada a seleção prévia das máquinas a serem equipadas com ESP.

A validação do método proposto é feita através de sua aplicação a três sistemas de potência: um sistema máquina-barra infinita e dois sistemas multimáquinas, de três e nove geradores, respectivamente. Os resultados são avaliados de duas maneiras: mediante a verificação do posicionamento dos pólos em malha fechada e via simulação não-linear no domínio do tempo.

ABSTRACT

This work presents a method for adjusting the parameters of power system stabilizers (PSS's) derived from speed or electrical power for multimachine systems. Coordination of proposed tuning procedures is assured by taking into account the dynamic interactions among the machines. A pole placement strategy implemented via decentralized output dynamic controllers is used. The pole placement method is iterative: in each iteration, the parameters of all selected controllers are adjusted.

The numerator of the PSS transfer function is considered as quadratic, so that both real or complex zeros are admitted. In the latter case, the problem of determining the PSS parameters becomes underdetermined, and an orthogonal projection technique is applied to find the parameter values which present the least deviation with respect to previously postulated values.

The proposed method is also applicable when the number of stabilizers to be adjusted is less than the number of machines. That is, a previously selected subset of the system machines which are to be equipped with PSS can be provided as an input to the proposed technique.

The method is validated through its application to three power systems: an one machine-infinite bus system and two multimachine systems comprising three and nine generators, respectively. The results are evaluated both by verifying the position of the closed-loop poles and via time-domain nonlinear simulation.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 - O PROBLEMA DA ESTABILIDADE DINÂMICA DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

Até por volta de 1960, a forma mais comum de instabilidade entre geradores, em sistemas elétricos de potência era a perda de sincronismo logo após uma grande perturbação, geralmente por falta de torque de sincronização, sendo este tipo de instabilidade um fenômeno de natureza não-linear.

Com o objetivo de melhorar o torque de sincronização, diversas melhorias nos sistemas de excitação foram sendo gradativamente introduzidas, obtendo-se inclusive sistemas de excitação mais rápidos e de alto ganho. Se, por um lado, estes novos equipamentos possibilitaram a melhoria do torque de sincronização entre as máquinas, por outro lado começou-se a detectar na prática outros comportamentos instáveis, devido a redução do torque de amortecimento. O consequente empobrecimento no amortecimento das oscilações eletromecânicas, torna o sistema mais sensível a problemas de instabilidade oscilatória. Este tipo de instabilidade é um fenômeno que pode ser abordado utilizando-se modelos lineares, já que estas oscilações pouco amortecidas ocorrem para pequenas variações de carga em relação a um ponto de operação, caracterizando um problema conhecido como estabilidade a pequenos sinais, ou análise de estabilidade a pequenas perturbações, ou ainda de estabilidade dinâmica.

Desta forma, é possível se utilizar modelos linearizados para os sistemas de potência e utilizar técnicas de sistemas lineares para a análise e síntese do problema.

Dentro da estabilidade a pequenos sinais, as oscilações de interesse no caso em questão pertencem à faixa de 0,2 a 2,5 Hz, podendo ser: (a) oscilações inter-áreas, cuja frequência natural está entre 0,2 e 0,5 Hz e são originadas quando um conjunto de máquinas oscila contra outro conjunto de máquinas, e (b) oscilações no chamado "modo local", cuja frequência natural está entre 0,8 e 2,5 Hz, e são originadas quando uma máquina oscila contra um grande sistema, em geral através de linhas de transmissão fracas e com características radiais.

Em certas condições de operação desfavoráveis o amortecimento intrínseco das máquinas, produzido pelo efeito de reação de armadura e/ou enrolamentos amortecedores, oferece uma contribuição importante para a manutenção da estabilidade do sistema. Entretanto este amortecimento tende a ser eliminado em grande parte quando o sistema de excitação utilizado apresenta baixa constante de tempo e alto ganho. No caso de um sistema de potência fraco (reatância externa grande), carga pesada e geração remota, o aumento do ganho do sistema de excitação aliado a uma constante de tempo baixa faz decrescer o amortecimento do sistema. Em casos extremos, o amortecimento pode se tornar insuficiente ou até mesmo negativo, podendo causar instabilidade. Um valor inadequado de amortecimento impõe sérias restrições à operação (redução do ganho do sistema de excitação, redução do nível de carregamento das máquinas, etc) para que seja garantida a estabilidade dinâmica do sistema.

Para resolver este problema, uma solução viável e econômica é a inclusão de uma malha de realimentação no sistema de excitação, com sinais derivados da velocidade do eixo da máquina, potência elétrica, frequência ou uma combinação destas variáveis. Esta realimentação é o que se denomina de sinal estabilizador de sistemas de potência (ESP).

A função básica do ESP é aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas, gerando torque elétrico no regulador de tensão em fase com as variações de velocidade do rotor, melhorando assim a capacidade de transferência de potência. Portanto, a função de transferência do ESP deve compensar as características de ganho e fase do sistema de excitação, do gerador e do sistema de potência.

1.2 - PROJETO COORDENADO DE ESP'S - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A questão da estabilidade dinâmica tem despertado grande interesse de pesquisadores de sistema de potência nas duas últimas décadas. Serão comentados a seguir, alguns dos trabalhos mais relevantes relacionados aos objetivos perseguidos nesta dissertação.

De Mello e Concordia, em 1980 [02], desenvolveram uma técnica seqüencial para identificação da melhor localização dos estabilizadores, na qual as máquinas amorteceriam o maior número de modos de oscilações eletromecânica, não abordando porém a questão do ajuste dos parâmetros dos ESP's. A técnica consistia na análise de auto-vetores à esquerda normalizados.

Arcidiacono et al [07] desenvolveram um método para identificar os geradores, nos quais os ESP's poderiam ser efetivamente aplicados e para obter a função de transferência destes controladores, em um sistema de potência multimáquinas (SPMM). A técnica é baseada na análise dos resíduos desta função de transferência, os quais são obtidos do produto de fatores de controlabilidade e observabilidade.

Gooi et al [06] desenvolveram um algoritmo para o ajuste simultâneo dos parâmetros dos ESP's em SPMM. Através dos conceitos de torque de sincronização e de amortecimento equivalentes, analisa-se o comportamento do ESP.

Fleming et al [05] propuseram um algoritmo para o ajuste seqüencial dos parâmetros dos ESP's em SPMM. A cada estágio do projeto um algoritmo de posicionamento de polos fornece os parâmetros de um estabilizador, o qual posiciona um dado modo de oscilação.

Lefebvre [08] desenvolveu um método de ajuste dos parâmetros dos ESP's em SPMM, através do posicionamento de pólos, utilizando realimentação descentralizada da saída.

Abe e Doi [13] desenvolveram um método de síntese do ESP, combinando o método da resposta de frequência e o método de posicionamento de polos, utilizando também a análise dos resíduos da função de transferência como forma de avaliar o efeito do ESP, antes de sua síntese, para cada modo de oscilação.

Elangovan e Lim [16] propuseram um método para posicionamento de polos para o projeto coordenado de ESP's em SPMM. Os parâmetros dos ESP's são a solução de um conjunto de equações características, através do qual pretende-se posicionar os polos instáveis.

Nelson Martins e Leonardo Lima [18] propuseram um método para selecionar os geradores a ser equipados com ESP, através da análise dos resíduos de uma função de transferência associada com o modo de oscilação crítico e dado pelo produto dos auto-vetores a direita e a esquerda, relacionados com este modo.

1.3 - CONTRIBUIÇÕES E ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O objetivo do presente trabalho é a implementação de um algoritmo para o ajuste coordenado dos parâmetros dos sinais estabilizadores, derivados da velocidade e da potência elétrica, em um sistema de potência multimáquinas. Com este propósito as contribuições desta dissertação podem ser resumidas nos seguintes pontos :

A) Para conseguir a estabilização do sistema composto máquina + ESP utiliza-se a técnica de posicionamento de polos, através da compensação dinâmica da saída inspirada na proposição de Elangovan e Lim [16];

B) A estrutura de controle adotada é composta de controladores locais (ESPs), que medem saídas locais e atuam somente sobre entradas locais;

C) O ajuste dos parâmetros dos ESP's é feito de maneira simultânea e iterativa. Os parâmetros desejados dos controladores são encontrados somente quando a matriz de estados do sistema composto apresentar os auto-valores relacionados às oscilações eletromecânicas com sua parte real negativa e com o amortecimento pré-especificado, o que é garantido pelo critério de parada adotado;

D) Utilização de controladores com a topologia clássica (dois estágios avanço-atraso) ou com numerador quadrático (topologia que permite a ocorrência de zeros complexos) [05];

E) Possibilidade de ajuste dos parâmetros dos ESP's quando o número de estabilizadores é menor do que o número de máquinas, dada a seleção prévia das máquinas a serem equipadas com ESP;

F) Utilização de sinais estabilizadores derivados tanto da velocidade quanto da potência elétrica.

Apresenta-se a seguir a organização da dissertação.

No capítulo 2 são apresentados os modelos adotados para o sistema de potência e para o controlador, bem como o modelo de máquina síncrona assumido. A análise é feita para o caso máquina-barra infinita, estendendo-se para o caso multimáquinas, onde é considerado o efeito das interações dinâmicas. Ainda neste capítulo são comentados os principais métodos que abordam o problema.

No capítulo 3 são apresentados alguns conceitos importantes da teoria de controle, aplicáveis ao problema, bem como das técnicas utilizadas para a sua solução.

No capítulo 4 é apresentada a metodologia empregada para fazer a integração entre a máquina e o controlador, bem como os critérios de avaliação da solução. Neste mesmo capítulo é apresentada a filosofia do método, através do comentário de algumas rotinas, do algoritmo base e do fluxograma.

No capítulo 5 são apresentadas as contribuições da dissertação, com as generalizações e extensões do método.

No capítulo 6 são apresentados os resultados numéricos e das simulações no tempo.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões e recomendações para os trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA

2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é abordado o modelo linearizado adotado para o sistema de potência, bem como o modelo adotado para a máquina síncrona e controlador. É feita também a extensão para o caso multimáquinas, onde se considera o efeito das interações dinâmicas que ocorrem entre as máquinas. Finalmente, são comentados os principais métodos que abordam o problema da estabilidade dinâmica, no que se refere principalmente ao ajuste dos parâmetros dos sinais estabilizadores em sistema de potência multimáquinas.

2.2 - CASO MÁQUINA - BARRA INFINITA

2.2.1 - Sistema de Potência

As equações dinâmicas que descrevem o comportamento do sistema de potência são não lineares. Estas equações podem ser linearizadas em torno de um ponto de operação, para o estudo de pequenas perturbações (estabilidade dinâmica). O modelo linearizado adotado para representação do sistema de potência foi o proposto por Heffron-Phillips [01]. Estes autores propuseram uma linearização para uma máquina ligada a uma barra infinita, através de uma linha de transmissão de resistência r_e e indutância x_e . Estas equações linearizadas que descrevem o comportamento do sistema máquina-barra infinita quando representadas por um diagrama de blocos, resultam no conhecido modelo de Heffron-Phillips (Apêndice A). O desenvolvimento das equações linearizadas para este modelo pode ser visto no Apêndice B.

O modelo da máquina síncrona assumido neste trabalho é o modelo II, desenvolvido por Young [19], sendo este modelo adequado para o estudo de estabilidade dinâmica, se de alguma maneira é representado o efeito dos

enrolamentos amortecedores. Considera-se então, uma máquina síncrona representada por um modelo de 3ª ordem, com um sistema de excitação de 1ª ordem representado por um ganho K_a e uma constante de tempo T_a , resultando em um total de quatro variáveis de estado por máquina. As variáveis de estado consideradas são:

$X_1 = \Delta\delta$ = ângulo do rotor da máquina

$X_2 = \Delta\omega$ = velocidade do rotor da máquina

$X_3 = \Delta E'q$ = tensão proporcional ao fluxo concatenado de campo

$X_4 = \Delta E_{fd}$ = tensão de campo.

Como as contribuições do regulador de velocidade (introdução de amortecimento negativo) na faixa de frequência em que as oscilações eletromecânicas ocorrem (0,2 a 2,5 Hz) são desprezíveis, é considerado $\Delta T_m = 0$, assim adota-se neste trabalho a máquina síncrona com uma entrada (ΔV_{ref}) e uma saída (velocidade do rotor ou potência elétrica)

A seguir é apresentado o modelo de Heffron-Phillips na forma de espaço-estado, considerando as variáveis de estado anteriores.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 \\ \frac{-k_1}{M} & \frac{-D}{M} & \frac{-k_2}{M} & 0 \\ \frac{-k_4}{T'_{do}} & 0 & \frac{-1}{T'_{do} \cdot k_3} & \frac{1}{T'_{do}} \\ \frac{-k_5 \cdot k_e}{T_e} & 0 & \frac{-k_e \cdot k_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_e}{T_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta V_{ref} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Caso a saída do sistema seja a potência elétrica, a matriz dos coeficientes de saída C, torna-se :

$$C = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & k_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

As constantes k_1, k_2, \dots, k_6 ; com exceção de k_3 , dependem do ponto de operação em torno do qual se faz a linearização. As expressões dessas constantes podem ser encontradas na referência [27].

2.2.2 - Controlador

O modelo linearizado adotado para o sistema de potência pode ser representado por um conjunto de equações diferenciais de 1ª ordem, lineares com coeficientes constantes (equações de estado), da seguinte forma :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X + D \cdot U \end{cases} \quad (2.3)$$

onde :

X : é o vetor de variáveis de estado (nx1),

A : é a matriz de estado (nxn),

B : é a matriz dos coeficientes de entrada (nxm),

U : é o vetor de entradas do sistema (mx1),

Y : é o vetor de saída do sistema (px1),

C : é a matriz dos coeficientes de saída (pxn),

D : é a matriz de coeficientes descrevendo a relação direta entre as variáveis de entrada e saída (pxn), ou matriz de transmissão direta

n : ordem da matriz de estados (4 x N° de subsistemas),

m : número de entradas do sistema,

p : número de saídas do sistema.

Considerando a matriz de transmissão direta nula, a função de transferência deste sistema em malha aberta é facilmente obtida :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = FTMA(S) = C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B \quad (2.4)$$

O controlador adotado inicialmente neste trabalho é um controlador de 2ª ordem, ou seja, dois estágios de avanço-atraso, sendo que o atraso é pré-especificado. O controlador pode ser representado conforme mostra a Figura 2.1 a seguir, sem o estágio "wash-out".

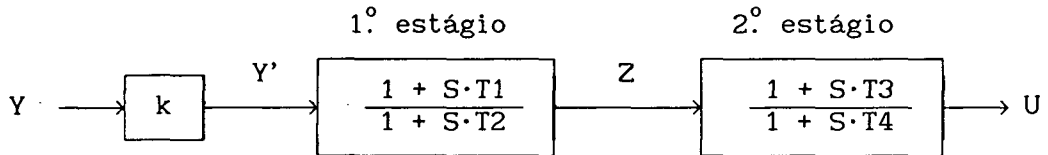


Figura 2.1 - Controlador de 2ª Ordem

As equações de estado para o controlador representado na Figura 2.1 estão desenvolvidas no Apêndice B, considerando duas variáveis de estado e são:

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_2} & 0 \\ \frac{1}{T_4} \cdot (1 - \frac{T_3}{T_4}) & -\frac{1}{T_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k}{T_2} \cdot (1 - \frac{T_1}{T_2}) \\ \frac{k \cdot T_1}{T_2 \cdot T_4} \cdot (1 - \frac{T_3}{T_4}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_3}{T_4} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + k \cdot \frac{T_1 \cdot T_3}{T_2 \cdot T_4} \cdot Y$$

Estas equações representadas de maneira genérica são da seguinte forma:

$$\begin{cases} \dot{Z} = G \cdot Z + L \cdot Y \\ U = H \cdot Z + E \cdot Y \end{cases} \quad (2.5)$$

A função de transferência do sistema em malha fechada (sistema composto máquina + controlador $F(S)$) é então :

$$FTMF(S) = \frac{FTMA(S)}{1 - FTMA(S) \cdot F(S)} \quad (2.6)$$

O que corresponde a seguinte função de transferência :

$$FTMF(S) = \frac{C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B}{1 - C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B \cdot F(S)} \quad (2.7)$$

A estabilidade do sistema em malha fechada é definida através da análise dos pólos da equação característica. Então :

$$1 - C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B \cdot F(S) = 0 \quad (2.8)$$

Isolando $F(S)$, temos :

$$F(S) = \frac{1}{C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B} \quad (2.9)$$

Portanto as raízes da equação (2.9), que são pólos do sistema em malha fechada, determinam a estabilidade assintótica do sistema, sendo que, se o sistema apresentar raízes com parte real maior que zero, o sistema é instável. A realimentação de saída, então, deve garantir através de controladores (ESP's) o posicionamento destes auto-valores instáveis em uma região pré-definida.

Através da equação (2.9) o problema da instabilidade dinâmica pode ser solucionado através da alocação dos pólos instáveis, onde os pólos de interesse são aqueles relacionados aos modos de oscilação eletromecânica. Esta técnica é abordada no capítulo III.

2.3 - CASO MULTIMÁQUINAS

2.3.1 - Considerações Iniciais

No caso multimáquinas cada máquina é considerada um subsistema, sendo que, o acoplamento que existe entre os subsistemas se dá através da matriz de estado A, ou seja, as matrizes B e C são blocos diagonais. Neste caso, cada saída local é gerada pelo estado local e cada entrada local só afeta diretamente o estado local. Devido às interações dinâmicas que existem entre os subsistemas, o estado de um subsistema pode influir no estado do outro. O acoplamento que existe entre os subsistemas, através da matriz de estados, é mostrado na Figura 2.2 abaixo.

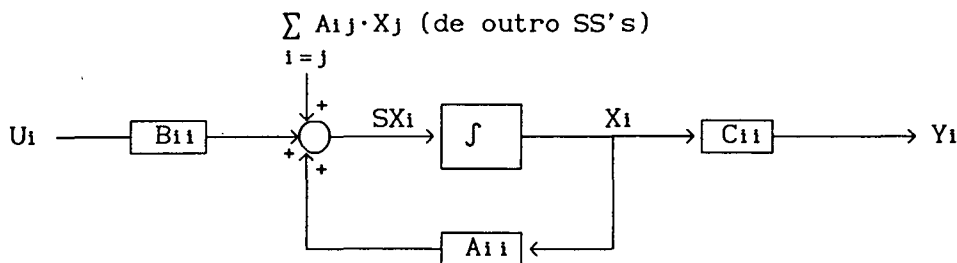


Figura 2.2 - Acoplamento pela Matriz A - SSi

Na matriz A os blocos diagonais representam cada subsistema, sendo que, os demais blocos representam as interações que ocorrem entre estes subsistemas, devido ao acoplamento existente. A matriz de estados é então, da forma mostrada na figura 2.3, a seguir.

SS1	A12	A13	...
A21	SS2	A23	...
A31	A32	SS3	...
⋮	⋮	⋮	⋮

Figura 2.3 - Matriz de Estados para Sistema Multimáquinas

Neste caso, onde cada bloco diagonal corresponde a um subsistema (cada bloco diagonal uma máquina), a matriz de estados A, analogamente ao que foi feito no item 2.2.1, tem a disposição dos elementos conforme a Figura 2.4, para o caso multimáquinas .

0	W _o	0	0	0	0	0	0
$\frac{-k_{11i}}{M_i}$	$\frac{-D_i}{M_i}$	$\frac{-k_{21i}}{M_i}$	0	$\frac{-k_{11n}}{M_i}$	0	$\frac{-k_{21n}}{M_i}$	0
$\frac{-k_{41i}}{T'_{doi}}$	0	-1	1	$\frac{-k_{41n}}{T'_{doi}}$	0	-1	0
$\frac{-k_{e1} \cdot k_{51i}}{T_{ei}}$	0	$\frac{-k_{e1} \cdot k_{61i}}{T_{ei}}$	$\frac{1}{T_{ei}}$	$\frac{-k_{e1} \cdot k_{51n}}{T_{ei}}$	0	$\frac{-k_{e1} \cdot k_{61n}}{T_{ei}}$	0
⋮				⋮			
0	0	0	0	0	W _o	0	0
$\frac{-k_{1ni}}{M_n}$	0	$\frac{-k_{2ni}}{M_n}$	0	$\frac{-k_{1nn}}{M_n}$	$\frac{-D_n}{M_n}$	$\frac{-k_{2nn}}{M_n}$	0
$\frac{-k_{4ni}}{T'_{don}}$	0	-1	0	$\frac{-k_{4nn}}{T'_{don}}$	0	-1	-1
$\frac{-k_{en} \cdot k_{5ni}}{T_{en}}$	0	$\frac{-k_{en} \cdot k_{6ni}}{T_{en}}$	0	$\frac{-k_{en} \cdot k_{5nn}}{T_{en}}$	0	$\frac{-k_{en} \cdot k_{6nn}}{T_{en}}$	$\frac{1}{T_{en}}$

Figura 2.4 - Matriz de Estado Multimáquinas

A matriz de estado da Figura 2.4 corresponde ao seguinte vetor das variáveis de estado :

$$X = \left[\Delta\delta_1 \quad \Delta w_1 \quad \Delta E'_{q1} \quad \Delta E_{fd1} \quad \dots \quad \Delta\delta_n \quad \Delta w_n \quad \Delta E'_{qn} \quad \Delta E_{fdn} \right]^T$$

Como em Sistemas de Potência uma usina está em geral, geograficamente distante da outra, esta separação geográfica introduz problemas de custo e confiabilidade na troca de informações entre os subsistemas. Por isso há necessidade de se utilizar a descentralização da estrutura de controle, o que é discutido no capítulo III.

2.3.2 - INTERAÇÕES DINÂMICAS MULTIMÁQUINAS

As interações dinâmicas são expressas em termos dos ângulos das máquinas, tensões transitórias e coeficientes, os quais são função dos parâmetros do sistema e das condições de operação. O efeito da interação dinâmica pode ser examinado pela posição do torque elétrico sobre o plano de fase $\Delta\delta - \Delta\omega$.

A interação entre os modos eletromecânicos das máquinas tem um efeito significativo sobre o grau de estabilidade, caracterizado pela frequência natural de oscilação mecânica e pelo amortecimento individual das máquinas. Os modos eletromecânicos de uma máquina sofrem influência dos modos eletromecânicos e reativos de outras máquinas interligadas, devido às interações dinâmicas.

As interações dos modos eletromecânico e reativo de uma máquina j sobre uma máquina i , segundo Moussa e Yu [04], podem ser verificadas através do modelo de Heffron-Phillips, o que é mostrado a seguir.

O efeito da interação dinâmica da máquina j sobre o modo eletromecânico da máquina i , pode ser representado pela Figura 2.5 a seguir.

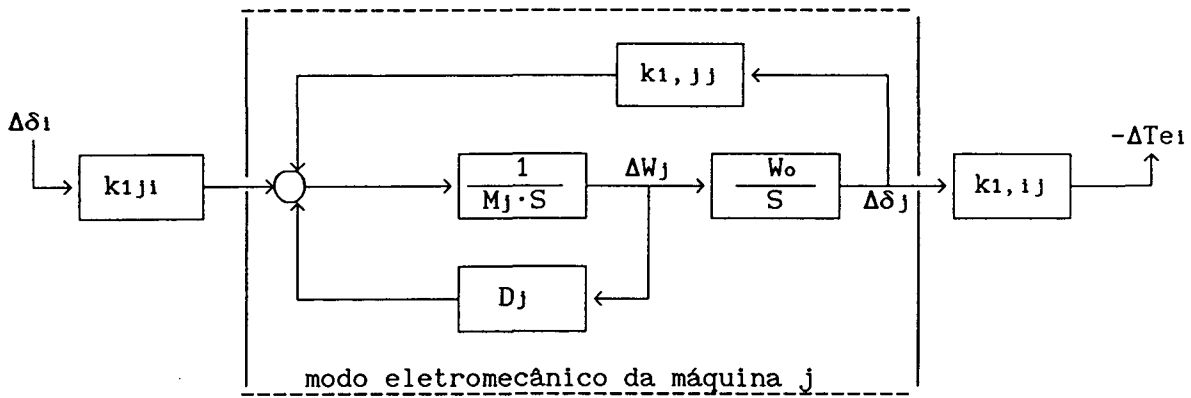


Figura 2.5 - Interação entre os Modos Eletromecânicos

A função de transferência da figura acima é:

$$\frac{\Delta Te_i}{\Delta \delta_i} = \frac{-k_{1,ij} \cdot k_{1,ji}}{k_{1,jj}} \cdot \frac{W_n^2_j}{S^2 + 2 \cdot \zeta_{nj} \cdot W_{nj} \cdot S + W_n^2_j}$$

$$\text{onde : } W_n^2_j = \frac{W_o \cdot k_{1,jj}}{M_j} \quad \text{e} \quad \zeta_{nj} = \frac{1}{2 \cdot W_{nj}} \cdot \frac{D_j}{M_j}$$

Aqui $k_{1,ij}$, $k_{1,ji}$ e $k_{1,jj}$ são funções seno e são todas positivas, introduzindo uma razão de frequência natural, sendo $k_{1,ij} \neq k_{1,ji}$.

É visto de resultados [04], que quando a máquina i é levemente amortecida resulta :

- amortecimento positivo da máquina j contribuirá para um amortecimento positivo da máquina i, sendo o amortecimento função da relação entre frequências naturais das máquinas i e j;

- se o coeficiente de amortecimento da máquina j é pequeno, positivo ou negativo, a contribuição da máquina j para a máquina i é principalmente de torque sincronizante positivo, se a relação entre as frequências naturais das máquinas i e j é maior que 1; e de torque sincronizante negativo se esta relação for menor que 1.

A interação do modo reativo da máquina j sobre o modo mecânico da máquina i é apresentado a seguir e é representado pela Figura 2.6.

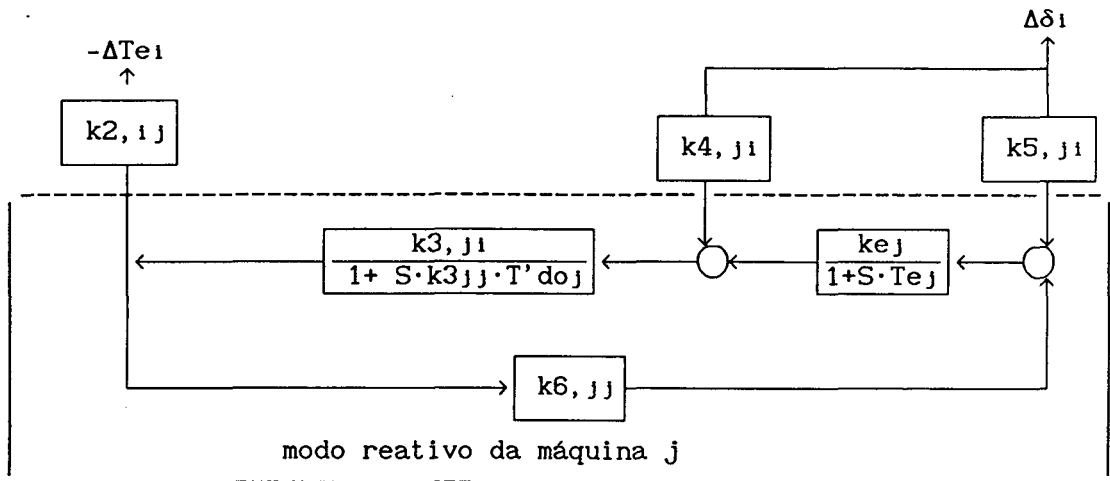


Figura 2.6 - Interação entre os Modos Reativos e Eletromecânicos

Separando os efeitos de $k_{4,j1}$ e $k_{5,j1}$ obtém-se duas funções de transferência. Primeiramente devido a $k_{4,j1}$, a função de transferência torna-se :

$$\frac{\Delta T_{e1}}{\Delta \delta_1} = \frac{k_{2,i1} \cdot k_{3,jj} \cdot k_{4,j1} \cdot (1 + S \cdot T_{e1})}{(1 + S \cdot k_{3,jj} \cdot T'_{e1}) \cdot (1 + S \cdot T_{e1}) + k_{3,jj} \cdot k_{6,jj} \cdot k_{e1}}$$

onde $k_{2,i1}$ e $k_{4,j1}$ podem ser positivos ou negativos.

É visto que [04]:

- o modo reativo da máquina j contribui com amortecimento positivo e torque sincronizante negativo para a máquina i , a menos que $k_{2,i1} \cdot k_{4,j1}$ for maior que zero.

- o efeito do regulador de tensão da máquina j não somente muda a constante de tempo efetiva, mas também reduz o efeito da interação dinâmica do seu valor original.

Devido a malha $k_{5,j1}$, a função de transferência torna-se:

$$\frac{\Delta T_{e1}}{\Delta \delta_1} = \frac{-k_{2,i1} \cdot k_{5,j1}}{k_{6,jj}} \cdot \frac{W_{rj}^2}{S^2 + 2 \cdot \zeta_{rj} \cdot W_{rj} \cdot S + W_{rj}^2}$$

onde :

$$W_{rj}^2 = \frac{k_{6,jj} \cdot k_{ej}}{T'_{doj} \cdot T_{ej}} \quad e \quad \zeta_{rj} = \frac{1}{2 \cdot W_{rj}} \cdot \left[\frac{1}{T_{ej}} + \frac{1}{k_{3,jj} \cdot T'_{doj}} \right]$$

$k_{5,j1}$ pode ser $> < 0$

Como $k_{6,jj}$ é maior que zero, $k_{5,j1} \cdot k_{2,ij}$ pode ser positivo ou negativo. As contribuições aos torques de amortecimento e sincronizante, devido a $k_{5,j1}$, podem ser resumidas como segue:

- torque de amortecimento

positivo - se $k_{2,ij} \cdot k_{5,j1} > 0$

negativo - se $k_{2,ij} \cdot k_{5,j1} < 0$

- torque sincronizante

positivo - se $k_{2,ij} \cdot k_{5,j1} > 0$ e $W_{n1} > W_{r1}$

ou se $k_{2,ij} \cdot k_{5,j1} < 0$ e $W_{n1} < W_{r1}$

negativo - se $k_{2,ij} \cdot k_{5,j1} > 0$ e $W_{n1} < W_{r1}$

ou se $k_{2,ij} \cdot k_{5,j1} < 0$ e $W_{n1} > W_{r1}$.

2.4 - MÉTODOS QUE ABORDAM O PROBLEMA

2.4.1 - Métodos Sequenciais

A técnica sequencial desenvolvida por De Mello e Concordia [02] consiste em introduzir em cada máquina, um estabilizador ideal (realimentação com ganho pré-definido), verificando qual magnitude de cada modo sofre a maior variação, através da análise de auto-vetores à esquerda normalizados. Assim, as máquinas dos respectivos modos que apresentarem o maior resíduo serão as melhores candidatas a serem equipadas com estabilizador (ESP).

Já Fleming et al [05] se preocuparam com o ajuste dos parâmetros dos ESP's. Os autores propuseram um algoritmo para ajuste sequencial dos parâmetros dos ESP's em Sistemas de Potência Multimáquinas (SPMM). A cada estágio do projeto, um algoritmo de posicionamento de polos fornece os parâmetros de um estabilizador com pólos e estruturas fixas, o qual posiciona

um dado modo de oscilação (se possível). A grande desvantagem destes métodos é que a adição sequencial de ESP's perturba os auto-valores posicionados previamente, já que estes métodos não consideram o efeito das interações dinâmicas que ocorrem entre os subsistemas. Estas interações são responsáveis pelo acoplamento que existe entre os subsistemas, o qual é refletido na matriz de estado A. Por isso foram desenvolvidos métodos de ajuste dos parâmetros dos ESP's que consideram as interações dinâmicas. Os principais métodos serão comentados no item seguinte.

2.4.2 - Métodos que consideram as Interações Dinâmicas

Arcidiacono et al [07] desenvolveram um método de auto-valores para selecionar as máquinas nas quais os estabilizadores podem ser efetivamente acoplados, e para computar a função de transferência deste estabilizadores em SPMM. A técnica é baseada na análise dos resíduos desta função de transferência, sendo que os resíduos são obtidos através do produto de fatores de controlabilidade e observabilidade

A técnica adotada por Gooi et al [06] para ajuste simultâneo dos ESP's em SPMM utiliza a idéia dos coeficientes de torque sincronizante e de amortecimento equivalentes, na análise comportamento do ESP. Apesar de considerar as interações dinâmicas, este método tem a desvantagem de requerer gráficos de fluxo de sinal (fórmula de ganho de Mason) e tabela verdade para mapear as interações entre todos os nós do sistema.

Lefebvre [08] adotou o posicionamento de pólos através do controle descentralizado da saída. O autor impõe restrições adicionais sobre a estrutura do estabilizador, além de fixar em dois a ordem de cada ESP e especificar os seus pólos (atraso). A desvantagem deste método é que há a necessidade de computar os auto-valores e auto-vetores do sistema repetidamente, aumentando muito o tempo computacional.

Abe e Doi [13] desenvolveram um método de síntese de ESP, combinando o método da resposta em frequência e o método de posicionamento de polos. Neste método os autovalores que devem ser posicionados, são calculados incrementando o coeficiente de amortecimento D , usando um programa de autovalores. Além disso, os autores introduzem um método para especificar os modos nos quais o amortecimento será melhorado com o ESP. Portanto este método permite quantificar o efeito do ESP, antes da sua síntese, para cada modo de oscilação.

Lim e Elangovan [16] resolveram o problema do posicionamento efetivo de polos, com a resolução iterativa de um conjunto de equações características equivalentes, sendo que a solução destas equações são os parâmetros desejados dos estabilizadores.

Nelson Martins e Leonardo Lima [18] desenvolveram um método para determinar qual gerador é o melhor candidato a ser equipado com ESP, a partir da análise do resíduo de uma Função de transferência associado com o modo de oscilação crítico. Ao invés deste resíduo ser obtido através do produto do fator de observabilidade pelo fator de controlabilidade conforme [07], estes autores propõe o cálculo do resíduo através do produto dos autovetores a direita e a esquerda normalizados, relacionados a este modo.

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Através da abordagem feita por [04] e apresentada no item 2.3.2, é possível se verificar a influência das interações dinâmicas entre máquinas, e porque o efeito das mesmas deve ser considerado no projeto dos ESP's em um sistema de potência multimáquinas. O método de ajuste dos parâmetros dos ESP's portanto deve ser coordenado, só devendo haver a interrupção do processo iterativo quando todos os ajustes tiverem garantido a convergência do algoritmo.

CAPÍTULO III

ALGUNS CONCEITOS DA TEORIA DE CONTROLE APLICADOS A SISTEMAS DE POTÊNCIA
MULTIMÁQUINAS

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos da teoria de controle aplicados aos problemas de estabilização de sistema de potência e de posicionamento de polos, quando os mesmos apresentam polos pouco amortecidos ou mesmo com amortecimento negativo. Para tanto, são consideradas tanto estratégias centralizadas quanto descentralizadas de controle. A solução proposta para o problema utiliza a técnica de posicionamento de polos via realimentação dinâmica da saída.

3.2 - POSICIONAMENTO DE POLOS POR REALIMENTAÇÃO ESTÁTICA DA SAÍDA

Os autovalores λ da matriz de estado para o sistema em malha fechada são as raízes da equação característica (ver equação (2.7)):

$$1 - C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B \cdot F(S) = 0 \quad (3.1)$$

Da análise de sistemas lineares [21], sabemos que cada autovalor corresponde a uma função no tempo $e^{\lambda_1 t}$, que é chamado um modo de oscilação (ou simplesmente um modo) do sistema. Se todos os autovalores tem parte real negativa, todos os modos decrescem com o tempo e o sistema é dito ser assintoticamente estável. Se qualquer autovalor tem parte real positiva, o modo correspondente cresce exponencialmente com o tempo e domina o comportamento do sistema. Tal sistema é dito ser instável.

Seja o sistema linear, invariante no tempo, descrito pelo sistema de equações a seguir :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X + D \cdot U \end{cases} \quad \begin{matrix} (3.2a) \\ (3.2b) \end{matrix}$$

Consideraremos agora que o sistema descrito pelas equações (3.2) sofre uma realimentação estática da saída. Assim a realimentação $F(S)$ passa a ser uma matriz constante K , conforme é mostrado na Figura 3.1 a seguir.

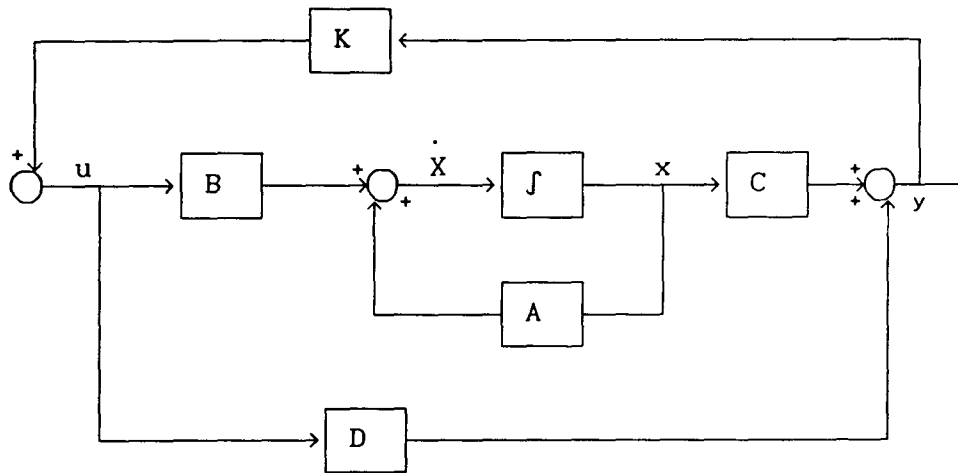


Figura 3.1 - Realimentação Estática da Saída

A estratégia de controle via realimentação da saída preconiza uma lei de controle do tipo :

$$u = K \cdot y \quad (3.3)$$

Onde :

u é a entrada do sistema a ser controlado (saída do controlador);

y é a saída do sistema a ser controlado (entrada do controlador);

K é a Matriz de Realimentação Estática da Saída.

A aplicação da lei de controle (3.3) no sistema (3.2), considerando a matriz $D=0$, leva a :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + B \cdot K \cdot C) \cdot x & (3.4a) \\ y = C \cdot x & (3.4b) \end{cases}$$

Portanto a introdução de uma realimentação estática da saída transforma o par (A,B) que define (3.2a) no par $(A + BKC,B)$ que define (3.4a).

O posicionamento de polos por realimentação estática da saída (PPRS) consiste em encontrar uma matriz K tal que o conjunto de autovalores de $A + BKC$ (sistema em malha fechada), ou seja, o espectro de $(A + BKC)$, possa ser alocado livremente em valores pré-definidos do plano complexo, tomando-se os polos (autovalores) complexos em pares conjugados.

Para um sistema com " m " entradas e " l " saídas e com uma matriz de estado de ordem " n ", em que o par (A,B) é controlável e o par (C,A) é observável [37],[38], é possível, segundo Davison [29] posicionar arbitrariamente $\max(m,l)$ polos tão perto quanto se queira dos valores desejados, por realimentação estática da saída. Porém, não se pode garantir onde se encontrarão os restantes " $n - \max(m,l)$ " polos do sistema realimentado.

3.3 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE CENTRALIZADO VIA REALIMENTAÇÃO DINÂMICA DA SAÍDA

Neste trabalho considera-se a realimentação dinâmica da saída. Seja portanto $F(S)$ da equação (3.1) a matriz de transferência do compensador dinâmico para realimentação da saída.

Para a estratégia de controle centralizado a condição necessária e suficiente para o posicionamento arbitrário de polos via compensação dinâmica da saída é a controlabilidade do par (A,B) e a observabilidade do par (C,A) [37].

No caso da utilização de compensadores dinâmicos, Brasch e Pearson [39], mostraram que um compensador de ordem $\min(\mu_o-1, \mu_c-1)$, onde μ_o e μ_c são os índices de observabilidade e controlabilidade, respectivamente, é suficiente (mas não necessário) para permitir o posicionamento arbitrário de polos.

No caso particular de interesse, os polos que se deseja posicionar no semiplano esquerdo com um fator de amortecimento maior, são os correspondentes aos modos eletromecânicos, os quais possuem uma frequência natural entre 0,2 e 2,5 Hz e frequentemente um fator de amortecimento menor do que 10%. Em sistema de potência com "m" máquinas, existem "m-1" modos relacionados às oscilações eletromecânicas.

Como em sistema de potência uma máquina está em geral muito distante geograficamente das outras, a estrutura de controle mais adequada é descentralizada. Este tipo de estrutura será abordado a seguir.

3.4 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE DESCENTRALIZADO VIA REALIMENTAÇÃO DINÂMICA DA SAÍDA

Uma estrutura de controle descentralizada é composta de um conjunto de controladores locais (um para cada subsistema), que medem somente saídas locais e atuam somente sobre entradas locais, como pode ser visto na Figura 3.2 a seguir.

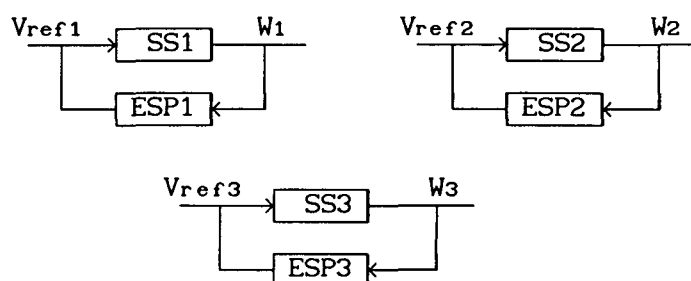


Figura 3.2 - Controladores Locais

3.4.1 - Sistemas Interligados

Consideraremos um sistema linear composto de N sub-sistemas interconectados, descritos pelas equações abaixo :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + \sum_{i=1}^N B_i \cdot u_i(t) \\ y_i(t) = C_i \cdot x(t) \end{cases}, \quad i = 1, N \quad (3.5)$$

onde:

$x \in X$ ($\dim X=n$) é o vetor de estado ;

$u_i \in U_i$ ($\dim U_i=m_i$) é o vetor de entradas locais do subsistema i ,

$y_i \in Y_i$ ($\dim Y_i=p_i$) é o vetor de saídas locais do subsistema i .

As equações acima podem ser escritas como :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{onde :} \quad B &= [B_1 \mid B_2 \quad \cdots \quad B_n]^T \\ C &= [C_1 \mid C_2 \quad \cdots \quad C_n]^T \\ U &= [U_1 \mid U_2 \quad \cdots \quad U_n]^T \\ Y &= [Y_1 \mid Y_2 \quad \cdots \quad Y_n]^T \end{aligned} \quad (3.6)$$

Em geral todos os subsistemas estão acoplados, ou seja,

$$Y_i(S) = C_i \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B_j \cdot U_j(S) \neq 0 \quad \forall i, j$$

Ainda definindo x_i ($i=1, N$) como o vetor de estados do subsistema i ,

tem-se :

$$x = x_1 \oplus x_2 \oplus \cdots \oplus x_N$$

onde o símbolo \oplus significa a operação de soma direta. Podemos então escrever o vetor de estados numa base compatível com a decomposição acima, como:

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_N]^T \quad \text{onde} \quad \dim(x_i) = n_i$$

3.4.2 - Realimentação Dinâmica da Saída

A estrutura de controle que consideraremos inicialmente neste estudo é composta de um conjunto de N compensadores dinâmicos locais (ver Figura 3.3) descritos por :

$$\text{compensador } i : \begin{cases} \dot{Z}_i = G_i \cdot Z_i + L_i \cdot Y_i \\ w_i = H_i \cdot Z_i + E_i \cdot Y_i \end{cases} \quad (3.7)$$

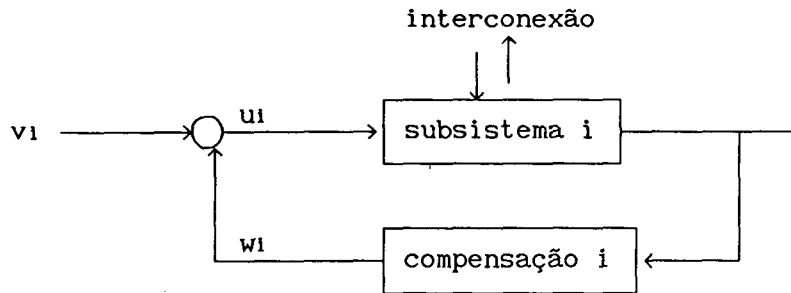


Figura 3.3 - Compensação Dinâmica da Saída

A representação de estados do sistema em malha aberta é dada por :

$$\dot{X} = A \cdot X + \sum B_i \cdot u_i$$

como:

$$u_i = w_i + v_i = H_i \cdot Z_i + E_i \cdot Y_i + v_i \quad (3.8)$$

então:

$$\dot{X} = A \cdot X + \sum B_i \cdot (H_i \cdot Z_i + E_i \cdot Y_i + v_i) \quad (3.9)$$

desenvolvendo a equação (3.9) temos :

$$\dot{X} = (A + \sum B_i \cdot E_i \cdot C_i) \cdot X + \sum B_i \cdot H_i \cdot Z_i + \sum B_i \cdot v_i$$

onde:

$$Y_i = C_i \cdot X$$

$$\dot{Z}_i = G_i \cdot Z_i + L_i \cdot C_i \cdot X$$

em forma matricial temos :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + B \cdot E \cdot C & B \cdot H \\ \hline L \cdot C & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} V \quad (3.10)$$

onde :

$$Z = [Z_1 \cdots Z_N]^T \quad V = [V_1 \cdots V_N]^T$$

$$E = \begin{bmatrix} k_1 & & \\ & \ddots & \\ & & k_N \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} H_1 & & \\ & \ddots & \\ & & H_N \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & & \\ & \ddots & \\ & & L_N \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} G_1 & & \\ & \ddots & \\ & & G_N \end{bmatrix}$$

e

$$A_{MF} = \begin{bmatrix} A + BEC & BH \\ LC & G \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A dinâmica do sistema composto (processo + compensador) é determinada pelos autovalores da matriz de malha fechada A_{MF} .

3.4.3 - Estabilização por Controle Descentralizado

A estabilização do sistema Máquina + Compensador é conseguida quando os polos do sistema composto em malha fechada são todos estáveis, ou seja, quando todos os autovalores da matriz A_{MF} estão no semiplano esquerdo do plano complexo.

No caso de controle descentralizado, deve ser aplicado o conceito dos modos fixos descentralizados, que é o conjunto de autovalores da matriz de estado em malha fechada $(A + BKC)$ invariantes sob todas as aplicações de K ; y u, ou seja, o conjunto de modos que não podem ser livremente alocados por realimentação estática descentralizada da saída [17].

Embora definidos em termos de realimentação estática da saída, o conceito de modos fixos é útil também no caso de realimentação dinâmica da saída.

Na verdade, prova-se [17] que a condição necessária e suficiente para a estabilização de um sistema, via realimentação dinâmica da saída do tipo dado

pela equação (3.7) (isto é, posicionamento de todos autovalores da matriz A_{MF} situados no semiplano esquerdo), é que os modos fixos descentralizados, caso existirem, pertençam ao semiplano esquerdo (C^-).

Ainda mais, prova-se que os polos que podem ser deslocados por realimentação estática descentralizada da saída podem ser arbitrariamente posicionados por realimentação dinâmica descentralizada. Além disso, os polos que são fixos para controladores estáticos descentralizados, são também fixos para controladores dinâmicos [41],[42].

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

No caso de sistemas de potência os autovalores de interesse da matriz de estado em malha aberta são os relacionados às oscilações eletromecânicas, os quais podem ser instáveis ou pouco amortecidos. A estabilidade assintótica do sistema em malha fechada é melhorada através da re-alocação destes autovalores para novas posições do plano complexo, com um fator de amortecimento maior.

Como os autovalores correspondentes aos modos eletromecânicos estão em geral, mais fortemente associados a uma determinada máquina, a aplicação de um compensador dinâmico do tipo (3.7) a esta máquina normalmente possibilita deslocar este autovalor para a posição arbitrária. Assim, é possível se afirmar que os autovalores relacionados às oscilações eletromecânicas não pertencem ao conjunto dos modos fixos descentralizados, quando da utilização de compensadores locais. Portanto é de se esperar que exista uma compensação dinâmica descentralizada do tipo (3.7) que estabiliza o sistema (3.2).

Da prática de sistema de potência, sabe-se que através de compensadores dinâmicos de 2ª-ordem é possível posicionar estes modos eletromecânicos instáveis ou pouco amortecidos [02],[05].

CAPÍTULO IV

ALGORITMO PARA AJUSTE COORDENADO

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é inicialmente discutida a estrutura da matriz de estado resultante da integração dos modelos de máquina e controlador, via realimentação da saída. Com relação ao método de posicionamento de polos utilizado, é apresentado a filosofia do método, bem como o fluxograma e o algoritmo base. Para uma melhor compreensão do método adotado, algumas rotinas consideradas importantes são explicadas, inclusive o critério de avaliação da solução do problema de alocação de polos dominantes, via realimentação dinâmica da saída.

4.2 - INTEGRAÇÃO DOS MODELOS DE PLANTA E CONTROLADOR

Como foi abordado no Capítulo 3, será utilizado uma estrutura de controle composta de controladores locais. As equações para estes controladores foram desenvolvidas no Apêndice B. Colocadas na forma matricial e considerando-se $T1 = T3$ e $T2 = T4$ (ver Figura 2.1) tem-se:

$$\dot{Z} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T2} & 0 \\ \frac{1}{T2} \cdot (1 - \frac{T1}{T2}) & \frac{-1}{T2} \end{bmatrix} \cdot \underline{Z} + \begin{bmatrix} \frac{k}{T2} \cdot (1 - \frac{T1}{T2}) \\ \frac{k \cdot T1}{T2 \cdot T2} \cdot (1 - \frac{T1}{T2}) \end{bmatrix} \cdot Y$$

$$W = \begin{bmatrix} \frac{T1}{T2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \underline{Z} + \frac{k \cdot T1^2}{T2 \cdot T2} \cdot Y$$

Estas equações podem ser representadas da seguinte forma :

$$\begin{cases} \dot{Z} = G \cdot Z + L \cdot Y \\ W = H \cdot Z + E \cdot Y \end{cases} \quad (4.1)$$

onde:

Z representa o vetor das variáveis de estado do controlador.
(Inicialmente é considerado um controlador com dois estágios de avanço-atraso, gerando duas variáveis de estado);

Y é a saída do sistema o qual se quer controlar, sendo então a entrada do controlador;

W é a saída do controlador que, somado à entrada de referência, resulta na entrada do sistema;

G,L,H,E são matrizes com dimensões apropriadas, obtidas do desenvolvimento das equações de estado do controlador.

O sistema a ser controlado pode ser representado por equações diferenciais de 1.^a ordem, lineares e invariantes no tempo, conforme mostrado abaixo.

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X \end{cases} \quad (4.2)$$

Como foi abordado no item 3.3.2, a compensação dinâmica representada pelo sistema de equações (4.1), aplicada no sistema de equações (4.2), que é o sistema de potência a ser controlado, resulta em:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A + B \cdot E \cdot C & | & B \cdot H \\ \hline L \cdot C & | & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & | & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix}$$

Portanto a matriz de estados aumentada apresentará seis variáveis de estado (três da máquina tipo 2 + uma do sistema de excitação + duas do controlador de 2.^a ordem) para cada subsistema. O sistema composto para o caso máquina - barra infinita fica conforme abaixo :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \vdots \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-k_1}{M} & \frac{-D}{M} & \frac{-k_2}{M} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-k_4}{T'do} & 0 & \frac{-1}{k_3 T'do} & \frac{1}{T'do} & 0 & 0 \\ \frac{-k_5 k_e}{T_e} & \bar{A}(4,2) & \frac{-k_6 k_e}{T_e} & \frac{-1}{T_e} & \frac{B(4,1) \cdot T_1}{T_2} & \frac{B(4,1)}{T_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \frac{k(1-T_1/2)}{T_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{T_2} & 0 \\ 0 & \frac{k T_1 (1-T_1/T_2)}{T_2 \cdot T_2} & 0 & 0 & \frac{1}{T_2} \left(1 - \frac{T_1}{T_2}\right) & \frac{-1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ \vdots \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_e}{T_e} \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [U]$$

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\text{onde } \bar{A}(4,2) = A(4,2) + \frac{k \cdot T_1^2 \cdot B(4,1)}{T_2 \cdot T_2}$$

As dimensões de B e C são decorrentes da utilização de somente uma entrada e uma saída para cada subsistema, considerando-se como entrada a tensão de referência da máquina e como saída a velocidade do rotor ou a potência elétrica. As variáveis de estado da máquina são aquelas definidas no item 2.2.1 e as do controlador são aquelas definidas no item 2.2.2.

Para o caso de um sistema de potência multimáquinas, a ordem matriz de estados aumentada é $N + 2 \cdot M$, onde :

$N \rightarrow$ ordem da matriz de estados em malha aberta,

$M \rightarrow$ número de subsistemas.

A estrutura da matriz de estados aumentada, através da integração dos modelos da planta e controlador, é apresentada na Figura 4.1 a seguir .

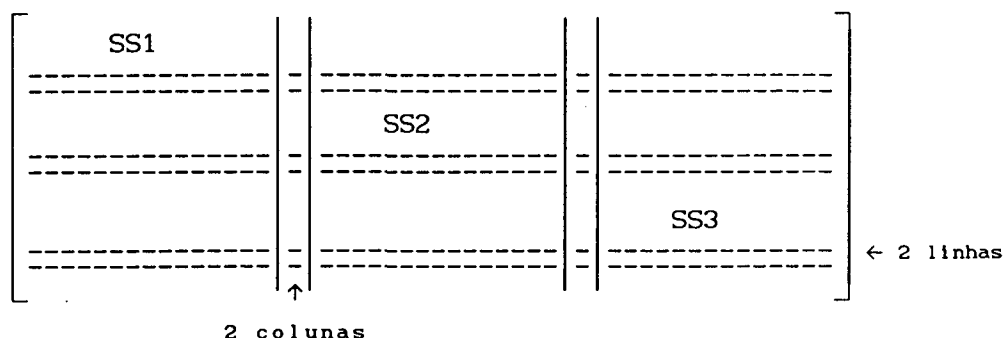


Figura 4.1 - Matriz de Estado aumentada Completa

A parte tracejada que aparece na Figura 4.1 representa as linhas e colunas que são introduzidas na matriz de estados (duas linhas e duas colunas por subsistema), em função da introdução dos ESP's. A Figura 4.1 representa um caso de três máquinas, onde cada máquina (subsistema) está sendo realimentada via ESP.

4.3 - CRITÉRIOS DE AVALIAÇÃO DA SOLUÇÃO

Adotou-se neste trabalho os seguintes critérios de avaliação da solução do problema de alocação de polos dominantes, via realimentação da saída.

a) Proximidade entre a posição desejada dos polos e os resultados obtidos : tem por objetivo avaliar a solução apresentada pelo algoritmo com relação a uma solução exata. Este critério conduz a uma validação da solução encontrada, baseada na proximidade dos autovalores da matriz de malha fechada com os autovalores desejados.

b) Proximidade entre as posições obtidas dos polos entre duas iterações subseqüentes : tem por objetivo avaliar a convergência dos autovalores para a posição desejada, verificando a eficiência do algoritmo para alocação dos polos dominantes.

4.4 - FILOSOFIA DO MÉTODO

O método adotado como base para este estudo foi proposto em [16]. O método aplicado em um sistema multimáquinas considera um controlador para cada subsistema cujo sinal de entrada é derivado da velocidade do eixo da máquina, assumindo a estrutura clássica para cada controlador (dois estágios de avanço-atraso).

O método calcula em cada iteração os parâmetros de todos os ESPs, a partir da equação característica equivalente do sistema, obtida da função de transferência vista por cada subsistema. Ao final da iteração, compara-se o maior valor de correção calculada para o ganho (k) e para a constante de tempo de avanço (T_i) com uma tolerância arbitrária, verificando-se ou não a convergência do algoritmo. A filosofia do método pode ser demonstrada através das equações de estado do sistema.

Considere que o cálculo dos parâmetros está sendo executado no ESP do subsistema i. Então as equações de estado para o subsistema i, que fica em malha aberta, serão dadas por:

$$\begin{cases} \dot{X}_i = A_i \cdot X_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N A_{ij} \cdot X_j + B_i \cdot U_i \\ Y_i = C_i \cdot X_i \end{cases} \quad (4.6a)$$

$$(4.6b)$$

A matriz A_i na equação (4.6a) representa o bloco diagonal da matriz de estado multimáquinas relativo ao subsistema i. O 2.^o termo do lado direito da equação (4.6a) representa as interações dinâmicas que ocorrem entre o subsistema i e os demais subsistemas (no caso N subsistemas). A entrada do subsistema i é a tensão de referência i (U_i) e a matriz de coeficientes de

entrada é da seguinte forma :

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{ke_i}{Te_i} \end{bmatrix}^T$$

onde ke_i e Te_i são o ganho e a constante de tempo do regulador de tensão do subsistema i .

Na equação (4.6b), Y_i representa a saída do subsistema i (velocidade i) e C_i representa a matriz dos coeficientes de saída do subsistema i . A matriz C_i apresenta a seguinte forma:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Finalmente, X_i representa o vetor das variáveis de estado para o subsistema i , não considerando as variáveis de estado do ESP $_i$.

Seja k , $k \neq i$, um sistema genérico cujo ESP não está sendo ajustado na presente etapa. Então $k = 1, \dots, n$ com $k \neq i$, onde naturalmente estes subsistemas estarão em malha fechada. As equações de estado para este subsistema serão mostradas a seguir.

$$\begin{cases} \dot{T}_k = A_{k_{MF}} \cdot T_k + \sum_{j=1, j \neq k}^N \begin{bmatrix} A_{k_{MF}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot T_j \\ k = 1 \text{ a } N \text{ com } k \neq i \end{cases} \quad (4.7)$$

Na equação (4.7), a matriz de estado é a matriz em malha fechada do subsistema k e T_k representa o vetor de estados aumentado, ou seja :

$$A_{k_{MF}} = \left[\begin{array}{c|c} A_k + B_k \cdot E_k \cdot C_k & B_k \cdot H_k \\ \hline L_k \cdot C_k & G_k \end{array} \right] \quad (4.8)$$

$$T_k = \begin{bmatrix} X_k & Z_k \end{bmatrix}^T$$

Assim, quando o controlador relativo ao subsistema k , F_k , é conectado ao subsistema k , resulta no bloco aumentado $A_{k_{MF}}$. Da mesma forma, as interações dinâmicas que ocorrem entre o subsistema k e os demais subsistemas estão representadas no 2.^o termo da equação (4.7). O vetor de estados T_k contém as

variáveis de estado do subsistemas k e do controlador F_k , enquanto que o vetor T_j contém as variáveis de estado dos outros subsistemas.

Para melhor compreensão da metodologia empregada, analisaremos nos próximos itens os pontos mais importantes do método.

4.4.1 - Matriz de Estados em Malha Fechada

A matriz de estados aumentada (malha fechada) terá duas linhas e duas colunas a mais para cada controlador introduzido no sistema. Durante o processo iterativo, quando os parâmetros dos controladores estão sendo calculados (ganho e constante de tempo de avanço de fase), o subsistema correspondente a este controlador fica em malha aberta, o que é equivalente a introduzir duas linhas e colunas nulas na matriz de estado aumentada, na posição relativa daquele subsistema. Os demais subsistemas ficam em malha fechada, ou seja, os controladores são conectados aos respectivos subsistemas. A estrutura da matriz de estado em malha fechada para o caso multimáquinas é mostrada na Figura 4.2 a seguir. Nesta figura, considera-se N máquinas e os parâmetros do controlador sendo calculados no subsistema i .

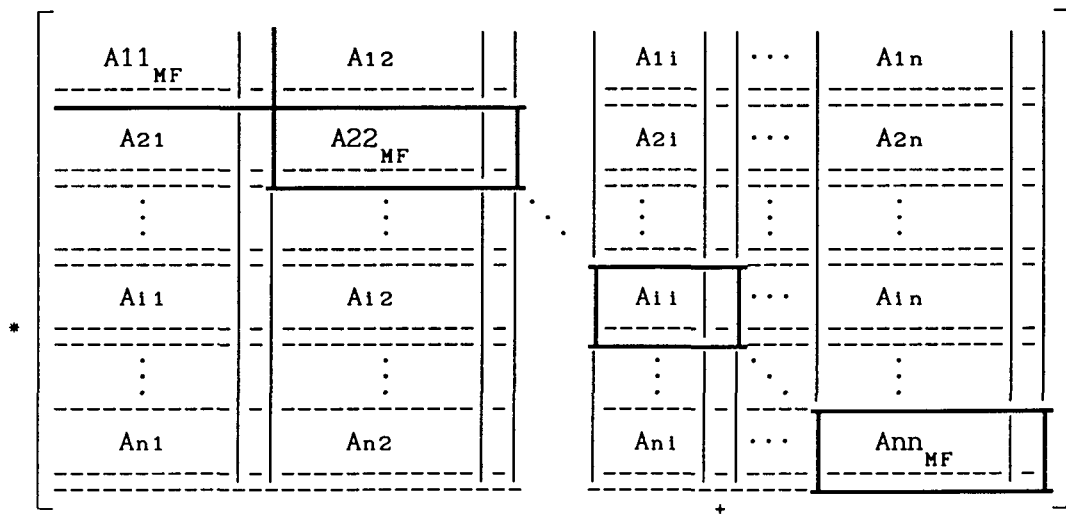


Figura 4.2 - Estrutura da Matriz de Estado aumentada

- notas: + → duas colunas nulas introduzidas em função do SS_i estar em malha aberta;
- * → duas linhas nulas introduzidas em função do SS_i estar em malha aberta.

Os blocos diagonais aumentados, que estão traçados em linhas sólidas na Figura 4.2, com exceção do bloco A_{ii} , representam os k 's subsistemas que estão em malha fechada. O bloco diagonal A_{ii} , correspondente ao subsistema i em malha aberta, não sofre alteração até que o ganho e a constante de avanço de fase do controlador F_i sejam calculados. Na etapa seguinte o SS_i será considerado em malha fechada para o cálculo dos parâmetros do controlador do subsistema $i+1$.

4.4.2 - Algoritmo Para o Posicionamento de Polos de Sistemas Multimáquinas

O algoritmo para calcular os parâmetros dos estabilizadores de forma iterativa visando o posicionamento efetivo dos pólos instáveis (estabilização do sistema) é representado através dos passos a seguir. Este algoritmo tem como base a referência [16].

Passo 1 - Verificar quais auto-valores em malha aberta apresentam amortecimento fraco ou são instáveis.

Passo 2 - Fazer a correlação entre os autovalores relacionados com as oscilações eletromecânicas e os respectivos subsistemas, através da comparação das frequências naturais, determinando a posição desejada para os novos auto-valores.

Passo 3 - Propor valores iniciais para os parâmetros k_i , T_{1i} e T_{2i} para $i = 1, \dots, N$.

Passo 4 - Montar a matriz de estados em malha fechada, conforme mostrado no item 4.2.1.

Passo 5 - Determinar :

$$a + jb = \frac{1}{C_i \cdot (SI - \bar{A})^{-1} \cdot B_i}$$

onde : S_i é o autovalor a ser posicionado para o subsistema i e \bar{A} é a matriz aumentada, que é formada com os últimos valores de k e T_i correspondentes a cada subsistema.

Passo 6 - Para cada subsistema resolver a equação :

$$\frac{k_i (1 + S_i T_{1i})^2}{(1 + S_i T_{2i})^2} = a + jb$$

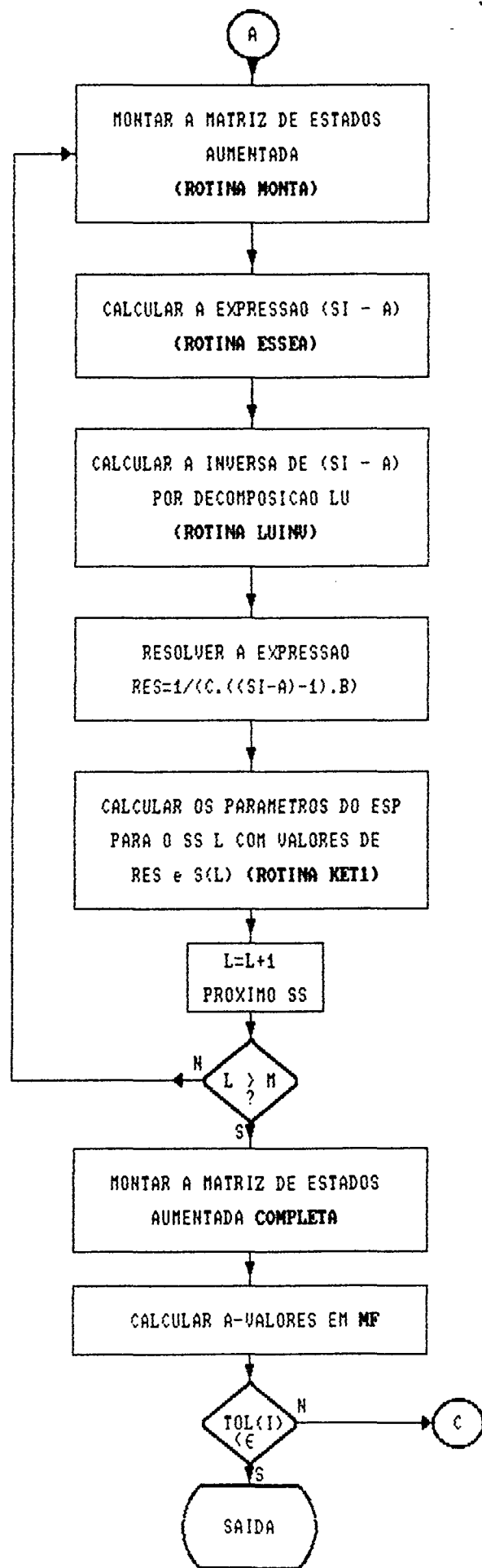
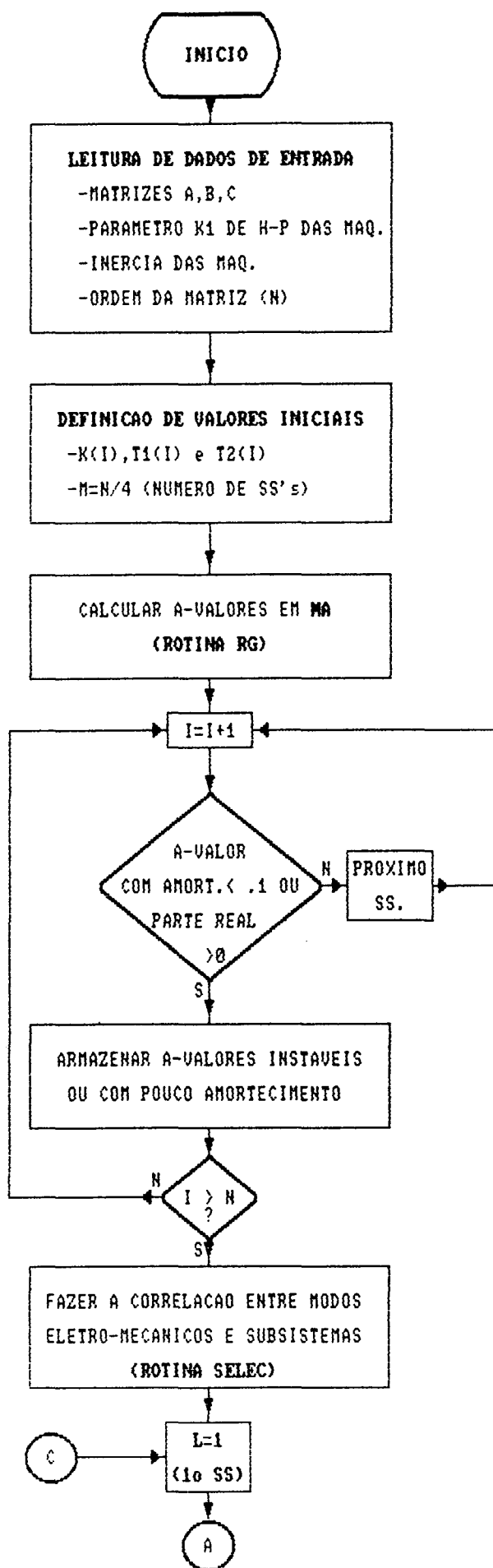
onde k_i e T_{1i} são os parâmetros a serem determinados para o SSi, conforme as duas equações obtidas da expressão acima (ver item 4.3.3)

Passo 7 - Fazer o teste de convergência, conforme item 4.4.5. A seguir se não houve convergência, voltar ao passo 4. Em caso contrário, ir para o passo 8.

Passo 8 - Computar os autovalores da matriz de estados aumentada completa (todos os estabilizadores ligados). Fim

4.4.3 FLUXOGRAMA

37



4.4.4 - Determinação dos Parâmetros do Controlador

As etapas 4 e 5 do algoritmo resultam na seguinte equação :

$$\frac{k \cdot (1 + S \cdot T_1)^2}{(1 + S \cdot T_2)^2} = \frac{1}{C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B} \quad (4.8)$$

Fazendo o desmembramento desta equação em parte real e imaginária, resultam duas equações e duas incógnitas, já que a constante de atraso de fase T_2 é normalmente especificada. Seja $a + jb$ o número complexo que resulta da substituição de S pelo autovalor desejado, S_1 , no lado direito da equação (4.8) acima. Seja ainda $S_1 = c + jd$, resultado da substituição de S_1 no lado esquerdo da equação (4.8). Então a equação (4.8) fornece :

$$\frac{k \cdot (1 + c \cdot T_1 + jd \cdot T_1)^2}{(1 + c \cdot T_2 + jd \cdot T_2)^2} = a + jb \quad (4.9)$$

Definimos :

$$MAB = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\theta_{AB} = \arctg(b/a)$$

$$N_o = (1 + c \cdot T_1)^2 + (d \cdot T_1)^2$$

$$D_o = (1 + c \cdot T_2)^2 + (d \cdot T_2)^2$$

$$\theta_{do} = \arctg\left[\frac{d \cdot T_2}{1 + c \cdot T_2}\right]$$

A equação (4.9) na forma polar torna-se :

$$MAB \mid \theta_{AB} = \frac{k \cdot No \mid 2 \cdot \arctg(T_1 \cdot d / (1 + c \cdot T_1) - 2 \cdot \theta_{do})}{Do}$$

O que resulta nas equações do ganho k e da constante de avanço de fase T_1 , colocadas a seguir.

$$k = \frac{MF \cdot Do}{No}$$

e

$$T_1 = \frac{tg(\theta_{AB}/2 + \theta_{do})}{d - c \cdot tg(\theta_{AB}/2 + \theta_{do})}$$

4.4.5 - Critério de Parada

O critério de parada adotado inicialmente foi o sugerido pelos autores do método [16], o qual faz um teste de convergência entre as maiores correções de ganho e de constante de tempo de avanço de fase com um tolerância arbitrária. O posicionamento de pólos é obtido quando o maior desvio dos parâmetros forem menores que a tolerância. Com a aplicação deste critério, só foi possível obter a convergência com valores de tolerância relativamente altos. Mesmo assim, não foi possível obter o posicionamento efetivo dos polos. Observou-se que os valores de ganho e da constante de tempo de avanço de fase oscilavam muito, passando muitas vezes pela solução.

Re-examinando a questão, verifica-se que o objetivo do método deve ser o de fazer com que os autovalores instáveis relacionados com os modos eletromecânicos sejam posicionados no semiplano esquerdo, com um amortecimento desejado e com uma frequência natural próxima do valor de malha aberta. O critério de parada deve então considerar o posicionamento

efetivo dos pólos, só se devendo interromper o processo iterativo quando garantidamente todos os autovalores desejados estiverem posicionados.

Em consequência, foram adotados os seguintes critérios de parada para o método iterativo:

Critério 1 - Compara-se o maior desvio da norma da diferença entre os autovalores efetivamente posicionados e os autovalores desejados, com uma tolerância arbitrária,

Critério 2 - Compara-se o maior desvio da norma da diferença entre os autovalores posicionados na iteração i e os autovalores posicionados na iteração $i-1$, com a mesma tolerância.

4.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O critério de parada designado acima como "Critério 1" parece ser o mais desejável, uma vez que indica o posicionamento efetivo dos polos. Contudo, muitas vezes não é possível fazer o posicionamento dos polos dominantes em posições pré-estabelecidas do plano complexo, com uma determinada tolerância, sem que isto exija um número elevado de iterações, aumentando muito o tempo computacional.

Por outro lado quando se adota como critério de parada a comparação da norma da diferença entre os autovalores posicionados na iteração i com os posicionados na iteração $i-1$, assume-se um critério de parada não tão forte quanto o anterior e ao mesmo tempo tem-se uma boa avaliação da solução, quando é considerado uma tolerância adequadamente pequena.

Para este problema de alocação de polos dominantes via realimentação da saída, o "Critério 2" da seção 4.4 foi adotado como critério de convergência para o método. No Capítulo 6 é apresentada uma tabela comparativa do desempenho do método face à utilização dos critérios de parada 1 e 2.

CAPÍTULO V

GENERALIZAÇÕES E EXTENSÕES PROPOSTAS PARA O MÉTODO

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste Capítulo são apresentadas as contribuições proporcionadas ao projeto do estabilizador via posicionamento de pólos. Estas contribuições se referem primeiramente a adoção de um ESP com uma topologia mais geral do que o apresentado no Capítulo II. Tal ESP deve permitir a ocorrência de zeros complexos (raízes complexas do numerador da função de transferência do ESP). Neste capítulo é apresentado o método utilizado para resolver o sistema de equações subdeterminado, para o caso do ESP com topologia geral (numerador quadrático). Outra contribuição importante apresentada neste capítulo é a adaptação do algoritmo base para ser utilizado quando o número de ESP's for menor do que número de máquinas do sistema de potência. É mostrado também neste capítulo que a simples relaxação da posição desejada de um autovalor é muitas vezes suficiente para que o algoritmo convirja em um número menor de iterações e com posicionamento suficientemente próximo à posição arbitrada inicialmente. Finalmente é apresentado o desenvolvimento teórico para o caso onde o sinal estabilizador é derivado da potência elétrica.

5.2 - GENERALIZAÇÃO DA TOPOLOGIA DO ESTABILIZADOR

5.2.1 - Objetivo da Topologia Proposta

Conforme visto no Capítulo IV a estrutura clássica para a função de transferência do sinal estabilizador, considera dois estágios de avanço-atraso ("lead-lag"), conforme é representado pela função de transferência $F(s)$:

$$F(s) = \frac{k \cdot (1 + s \cdot T_1) \cdot (1 + s \cdot T_3)}{(1 + s \cdot T_2) \cdot (1 + s \cdot T_4)} \quad (5.1)$$

A função de transferência (5.1) restringe os zeros do ESP a serem reais, limitando a gama de configurações de pólos e zeros que pode ser obtida para o sistema em malha fechada. A estrutura proposta para a topologia do ESP [05] é mais geral do que a anterior, como é representado pela função de transferência $H(s)$:

$$H(s) = \frac{k \cdot (c \cdot S^2 + d \cdot S + 1)}{(1 + S \cdot T_2) \cdot (1 + S \cdot T_4)} \quad (5.2)$$

Esta topologia, além de ser realizável com o mesmo "hardware" anterior, permite a ocorrência de zeros complexos, dependendo dos valores assumidos pelos parâmetros c e d . Através do método do lugar das raízes, é possível verificar que, em certas situações, um par de zeros complexos colocados em posições apropriadas no semiplano esquerdo atraem o par de polos instáveis ou pouco amortecidos para o semiplano esquerdo com menor esforço do que o exigido por zeros reais.

Traçando o Lugar das Raízes para o caso máquina-barras infinita, é possível verificar a importância da função de transferência do ESP apresentar zeros complexos, quando os mesmos são colocados em posições apropriadas. Para isto tomaremos como exemplo o caso de uma máquina representada por um modelo de 3ª ordem, com sistema de excitação de 1ª ordem [30].

Os pólos deste sistema em malha aberta são :

$$\begin{array}{l} \text{Máquina} \\ + \\ \text{Excitatriz} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} -14,035 \\ 0,6177 + j6,8414 \\ 0,6177 - j6,8414 \\ -7,5475 \end{array} \right. \quad \text{ESP} : \left\{ \begin{array}{l} -14,28 \\ -14,28 \end{array} \right.$$

Os zeros da função de transferência deste sistema em malha aberta são:

$$\begin{array}{l} \text{Máquina} \\ + \\ \text{Excitatriz} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} \pm \infty \\ 0,0 \end{array} \right. \quad \text{ESP: } \left\{ \begin{array}{l} -3,0 + j7,0 \\ -3,0 - j7,0 \end{array} \right.$$

O ESP adotado (função de transferência (5.2)) apresenta constantes de tempo de atraso de fase $T_2=T_4=0,07$ s, enquanto que os parâmetros do numerador de $H(s)$ apresenta valores de $c=0,017$ e $d=0,102$.

Através da técnica do lugar das raízes sabe-se que os pólos do sistema em malha aberta (autovalores), migram para os zeros do sistema em malha aberta, quando o ganho do controlador (ESP) é aumentado de zero a infinito. O lugar das raízes para este sistema está representado na Figura 5.1 abaixo.

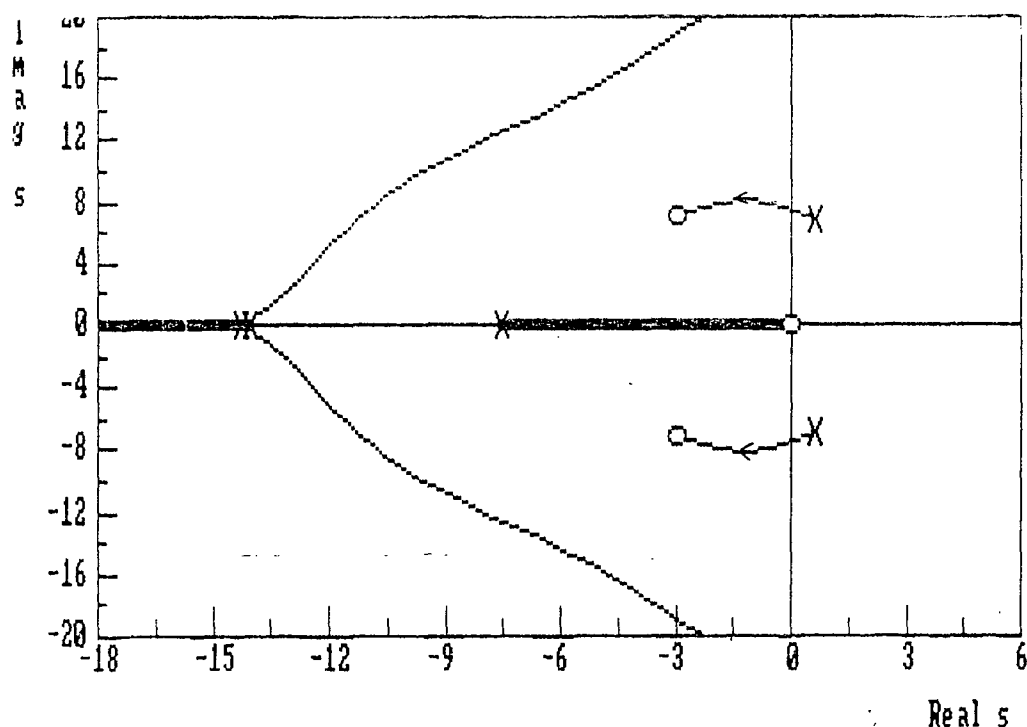


Figura 5.1 - Lugar das Raízes para Máquina - barra inf. (zeros C)

Na Figura 5.1 pode ser verificado que a medida que o ganho do controlador aumenta, o modo relacionado às oscilações eletro-mecânicas

desloca-se para o semi-plano esquerdo, enquanto que o modo relacionado à excitatriz da máquina desloca-se para o semi-plano direito. Como existem seis pólos em malha aberta e apenas três zeros, três pólos tendem ao infinito, quando o ganho é aumentado.

Por outro lado, quando os parâmetros do numerador do ESP assumir valores $c=0,04$ e $d=0,40$, tem-se dois zeros para o ESP em $-5,0$, como é mostrado na Figura 5.2.

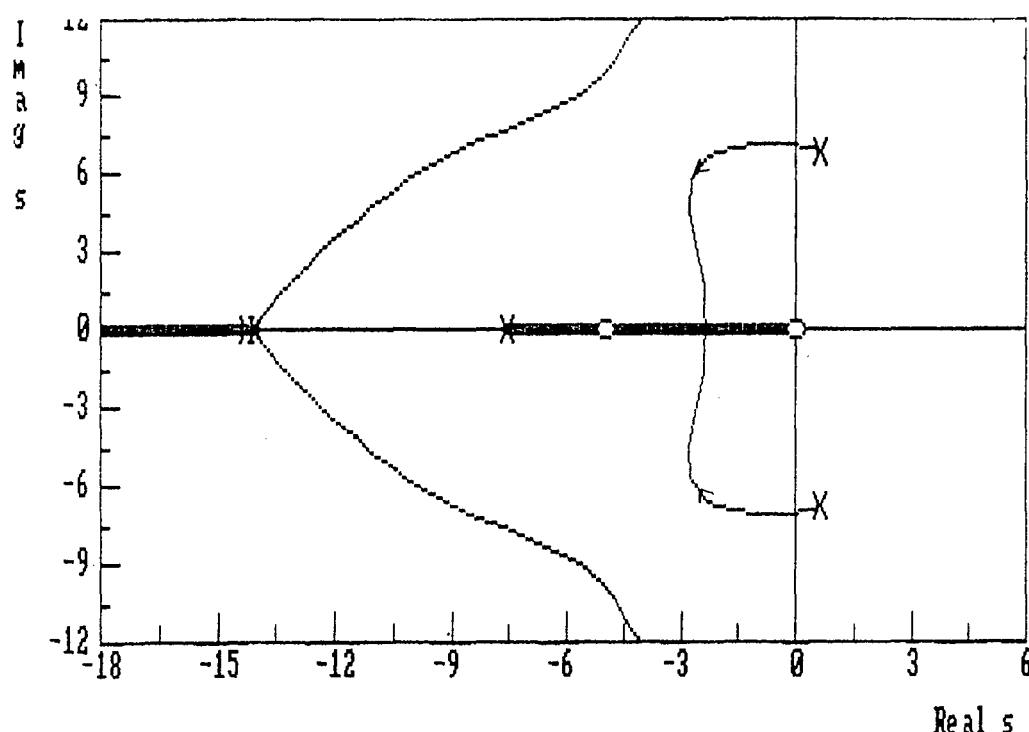


Figura 5.2 - Lugar das Raízes para Máq.-barra inf. (zeros R)

Analisando-se as Figuras 5.1 e 5.2, observa-se que a nova topologia proposta para o ESP permite adotar valores para os parâmetros c e d da função de transferência $H(s)$, que forcem a ocorrência de zeros complexos tais que seja garantido o posicionamento adequado dos pólos correspondentes aos modos eletro-mecânicos com mais facilidade. Outra vantagem da topologia proposta é que as quantidades $k \cdot c$, $k \cdot d$ e k aparecem linearmente na função de

transferência $H(s)$. Consequentemente as duas equações obtidas da equação característica do sistema serão lineares nestas quantidades. Determinando as duas equações a partir da equação característica, obtem-se um sistema de equações subdeterminado (duas equações e três incógnitas), isto é, introduz-se um grau de liberdade no sistema de equações. Este grau de liberdade pode ser explorado no sentido de se obter maior flexibilidade no procedimento de projeto dos parâmetros do ESP. Por exemplo, é possível "segurar" o valor do ganho k e aliviar as restrições sobre os valores dos parâmetros c e d do estabilizador, de modo a conseguir um posicionamento de polos eficiente com valores baixos de ganho.

5.2.2 - Determinação do Sistema de Equações

Considerando a função de transferência $H(s)$ da eq. (5.2) e tendo por base o que foi desenvolvido para o caso da função de transferência clássica $F(s)$, obtemos a equação 5.3 para o caso da nova topologia proposta para o ESP.

$$\frac{k \cdot (c \cdot S^2 + d \cdot S + 1)}{(1 + S \cdot T_2) \cdot (1 + S \cdot T_4)} = \frac{1}{C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot B} = a + jb \quad (5.3)$$

onde T_2 é suposto igual a T_4 e S é a posição onde os autovalores instáveis ou pouco amortecidos devem ser re-allocados, sendo $s = \sigma + j\omega_d$. Com estas considerações, a equação (5.3) torna-se:

$$\frac{k \cdot (c \cdot (\sigma + j\omega_d)^2 + d \cdot (\sigma + j\omega_d) + 1)}{(1 + (\sigma + j\omega_d) \cdot T_2)^2} = a + jb \quad (5.4)$$

desenvolvendo os dois lados da equação e separando em partes real e imaginária, obtemos duas equações que colocadas na forma matricial tornam-se:

$$\begin{bmatrix} \sigma^2 - \omega_d^2 & \sigma & 1 \\ 2\sigma\omega_d & \omega_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} kc \\ kd \\ k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a + 2a\sigma T_2 + a\sigma^2 T_2^2 - a\omega_d^2 T_2^2 - 2b\omega_d T_2 - 2b\sigma\omega_d T_2^2 \\ b + 2b\sigma T_2 + b\sigma^2 T_2^2 - \omega_d^2 T_2^2 b + 2a\omega_d T_2 + 2a\sigma\omega_d T_2^2 \end{bmatrix}$$

Definindo :

M : matriz de coeficientes

$$M = \begin{bmatrix} \sigma^2 - \omega_d^2 & \sigma & 1 \\ 2\sigma\omega_d & \omega_d & 0 \end{bmatrix}$$

P : vetor dos parâmetros ($p_1 = k \cdot c$, $p_2 = k \cdot d$ e $p_3 = k$)

$$P = \begin{bmatrix} kc \\ kd \\ k \end{bmatrix}$$

H : vetor dos termos independentes.

$$H = \begin{bmatrix} a + 2a\sigma T_2 + a\sigma^2 T_2^2 - a\omega_d^2 T_2^2 - 2b\omega_d T_2 - 2b\sigma\omega_d T_2^2 \\ b + 2b\sigma T_2 + b\sigma^2 T_2^2 - \omega_d^2 T_2^2 b + 2a\omega_d T_2 + 2a\sigma\omega_d T_2^2 \end{bmatrix}$$

O sistema de equações pode ser escrito como:

$$M \cdot \underline{P} = \underline{h} \quad (5.5)$$

A equação (5.5) representa um sistema subdeterminado (N° de equações $< N^\circ$ de incógnitas), que portanto admite infinitas soluções. No item 5.2.4 será abordado a questão de como explorar o grau de liberdade existente para obter a solução desejada.

5.2.3 - Desenvolvimento das equações de estado

A topologia proposta para o controlador é representada na Figura 5.3 a seguir :

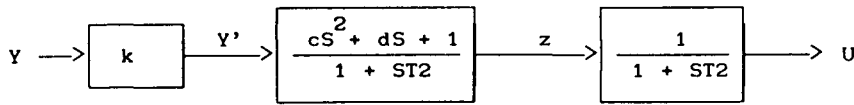


Figura 5.3 - Diagrama em blocos da nova topologia

As equações de estado para esta topologia estão desenvolvidas no Apêndice B. Colocando as equações resultantes deste desenvolvimento (equações B.22 e B.29 do apêndice B.3) na forma matricial, resulta:

$$\dot{\underline{Z}} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_2} & 0 \\ \frac{1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \end{bmatrix} \cdot \underline{Z} + \begin{bmatrix} \frac{kT_2^2 - dkT_2 + ck}{(T_2)^2} \\ \frac{kdT_2 - 2kc}{(T_2)^2} \end{bmatrix} \cdot Y \quad (5.6)$$

$$u = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \cdot \underline{Z} + \frac{kc}{(T_2)^2} \cdot Y$$

Na forma de equações espaço-estado :

$$\begin{cases} \dot{\underline{Z}} = \underline{G} \cdot \underline{Z} + \underline{L} \cdot Y \\ U = \underline{H} \cdot \underline{Z} + \underline{E} \cdot Y \end{cases} \quad (5.7)$$

Como foi mostrado no item 3.3.2, a representação do sistema em malha fechada considerando a compensação dinâmica é a seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{Z} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A + B \cdot E \cdot C & B \cdot H \\ \hline L \cdot C & G \end{bmatrix}}_{\underline{\bar{A}}} \begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix}$$

Onde as matrizes A, B e C são definidas no item 2.2.2. Os novos elementos introduzidos na matriz aumentada \bar{A} são:

$$\bar{A}(4,2) = A(4,2) + B(4,1) \cdot \frac{kc}{(T_2)^2}$$

$$\bar{A}(4,6) = \frac{B(4,1)}{T_2}$$

$$\bar{A}(5,2) = \frac{kT_2^2 - dkT_2 + ck}{(T_2)^2}$$

$$\bar{A}(5,5) = \frac{-1}{T_2}$$

$$\bar{A}(6,2) = \frac{kdT_2 - 2kc}{(T_2)^2}$$

$$\bar{A}(6,5) = 1/T_2$$

$$\bar{A}(6,6) = -1/T_2$$

5.2.4 - Método utilizado para a resolução do sistema subdeterminado

O método utilizado para a solução do sistema subdeterminado de equações (5.5) é baseado na teoria de projeções ortogonais [31], [33], [34]. Uma variante do método, a qual procura mimizar o desvio em relação a um vetor de valores iniciais, foi investigada e é apresentada a seguir.

Método do Mínimo Desvio em Relação a uma Solução Inicial

Este método procura encontrar a solução de mínimo desvio em relação a um conjunto de valores iniciais, para resolver o sistema de equações subdeterminado (5.5). Como o conjunto de valores iniciais é em geral inviável o método proposto então calcula a solução viável mais próxima do vetor de parâmetros iniciais (P_0).

Re-escrevendo a equação de interesse (5.5) :

$$M \cdot \underline{P} = \underline{h} \quad (5.5)$$

Onde a matriz M é $m \times n$, com $m < n$, o problema passa a ser minimizar

$||P - P_0||_2$, ou seja,

$$\min ||\Delta P||_2 = \sqrt{\sum \Delta P^2}$$

Definindo o desvio $\underline{\rho}$ como:

$$\underline{\rho} = \underline{P} - \underline{P}_0 \quad (5.6)$$

Temos:

$$\underline{P} = \underline{\rho} + \underline{P}_0 \quad (5.7)$$

Substituindo a equação (5.7) na equação (5.5), temos:

$$M \cdot \underline{\rho} + M \cdot \underline{P}_0 = \underline{h}$$

Então:

$$M \cdot \underline{\rho} = \underline{h} - M \cdot \underline{P}_0 \quad (5.8)$$

Definindo o vetor dos erros $\underline{\eta}$ como :

$$\underline{\eta} = \underline{h} - M \cdot \underline{P}_0 \quad (5.9)$$

Resultando:

$$M \cdot \underline{\rho} = \underline{\eta} \quad (5.10)$$

A partir da equação, (5.10) procura-se minimizar o desvio $||\underline{\rho}||_2$. A solução para este problema é do tipo [32]:

$$\underline{\rho} = M^+ \cdot \underline{\eta} \quad (5.11)$$

Onde:

$$M^+ = M^T \cdot (M \cdot M^T)^{-1} \quad (5.12)$$

É a matriz pseudo-inversa de M [31] e $(M \cdot M^T)^{-1}$ existe somente se a matriz M tem posto completo isto é, as linhas da matriz M são linearmente independentes.

Como apresentado em [31], a pseudo-inversa de uma matriz A pode ser definida como a matriz A^+ única, satisfazendo as seguintes condições:

$$i) \quad A^+ \cdot A \cdot A^+ = A^+$$

$$ii) \quad A \cdot A^+ \cdot A = A$$

$$iii) \quad (A \cdot A^+)^T = A \cdot A^+$$

$$iv) \quad (A^+ \cdot A)^T = A^+ \cdot A$$

A solução fornecida pela equação (5.11) corresponde à projeção ortogonal do vetor η sobre o espaço gerado pelas linhas da matriz M , [31], [33], [34]. O operador que faz esta transformação linear é definido da seguinte maneira [34]:

Seja $S \subset R^n$ um subespaço do R^n . $P \in R^{n \times n}$ é a projeção ortogonal sobre S se:

$$(a) \quad R(P) = S$$

$$(b) \quad P^2 = P$$

$$(c) \quad P^T = P$$

Ou seja, P é projeção ortogonal sobre um subespaço S na qual o espaço coluna de P (denotado por $R(P)$) é S , devendo P ser ainda uma matriz idempotente e simétrica.

Graficamente a técnica de projeções ortogonais pode ser representada pela Figura 5.4 a seguir, onde se considera dois casos.

1. Projeção ortogonal do vetor (\cdot) sobre o espaço linha de A

$$R_A = A^T \cdot (A \cdot A^T)^{-1} \cdot A \cdot (\cdot)$$

2. Projeção ortogonal do vetor (\cdot) no complemento ortogonal de R_A (espaço nulo de A)

$$P_A = (I - R_A) \cdot (\cdot)$$

$$P_A = (I - A^T \cdot (A \cdot A^T)^{-1} \cdot A) \cdot (\cdot)$$

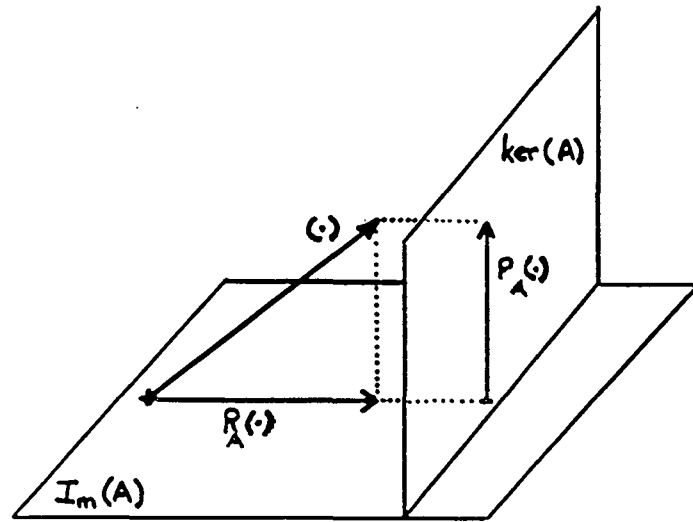


Figura 5.4 - Representação Geométrica da Projeção Ortogonal

Substituindo a equação (5.12) na equação (5.11), obtemos:

$$\underline{p} = \underline{M}^T \cdot (\underline{M} \cdot \underline{M}^T)^{-1} \cdot \underline{\eta} \quad (5.13)$$

Substituindo as equações (5.6) e (5.9) na equação (5.13):

$$\underline{P} - \underline{P}_0 = \underline{M}^T \cdot (\underline{M} \cdot \underline{M}^T)^{-1} \cdot (\underline{h} - \underline{M} \cdot \underline{P}_0)$$

Resultando finalmente na expressão geral deste método :

$$\underline{P} = \underbrace{(\underline{I} - \underline{M}^T \cdot (\underline{M} \cdot \underline{M}^T)^{-1} \cdot \underline{M})}_{\underline{R}_M} \cdot \underline{P}_0 + \underbrace{\underline{M}^T \cdot (\underline{M} \cdot \underline{M}^T)^{-1} \cdot \underline{h}}_{\underline{M}^+} \quad (5.14)$$

$$\underline{P} = \underline{P}_1 + \underline{P}_2$$

Onde:

$\underline{R}_M = \underline{M}^+ \cdot \underline{M}$ é a projeção ortogonal sobre o espaço-linha de \underline{M}

O método baseia-se no fato de que qualquer vetor \underline{P} do espaço euclidiano n -dimensional pode ser expresso como a soma de dois vetores \underline{P}_1 e \underline{P}_2 , os quais são mutuamente ortogonais. Neste caso, \underline{P}_1 é a projeção ortogonal de \underline{P}_0 sobre o complemento ortogonal do espaço gerado pelas linhas de \underline{M} e \underline{P}_2 é a solução de mínima norma da Eq. (5.5).

5.2.5 - Comentários

O método descrito acima permite explorar o grau de liberdade do sistema subdeterminado, fazendo com que o valor do parâmetro k (ganho) calculado fique sempre próximo do valor estipulado inicialmente, "liberando" os valores de c e d . Da mesma forma este método permite introduzir zeros complexos na função de transferência do ESP, através da atribuição de valores apropriados para os parâmetros c e d do vetor de valores iniciais P_0 .

5.3 - RELAXAÇÃO NA ESPECIFICAÇÃO DOS POLOS DESEJADOS

5.3.1 - Objetivo

Em algumas aplicações do algoritmo anterior, verificou-se que um determinado polo não convergia para a posição desejada, com a tolerância especificada. Mesmo relaxando a tolerância, a convergência só era alcançada às custas de um grande número de iterações; ainda assim, o autovalor era posicionado com um certo desvio em relação à posição desejada. Isto pode ser explicado pela possível existência de algum zero localizado em uma posição inconveniente do plano complexo, não permitindo o posicionamento efetivo do polo instável. Neste caso, por mais que se aumente o ganho do controlador para posicionar os polos, o resultado final não apresenta uma melhoria acentuada.

Nestas condições, o simples fato de se deslocar ligeiramente a posição desejada para o posicionamento do polo instável é frequentemente suficiente para se conseguir o posicionamento efetivo do polo. Entende-se por modificar a posição desejada do autovalor a ação de deslocar a posição inicialmente desejada, isto é, a razão de amortecimento $\zeta_{des.}$ e frequência natural $\omega_{n_{des.}}$, para outra posição do plano complexo, caracterizada por uma razão de amortecimento ζ_1 e uma frequência natural ω_{n_1} , onde :

$$\zeta_i = \zeta_{des.} + \Delta\zeta$$

$$Wn_i = Wn_{des.} + \Delta W$$

Propõe-se neste trabalho o seguinte procedimento a ser empregado nas situações descritas acima. Considere que depois de um determinado número i de iterações, um dado autovalor não foi ainda adequadamente posicionado. Suponha contudo que este autovalor apresenta uma razão de amortecimento dentro de uma faixa pré-estabelecida, ou seja, $\zeta_{min} < \zeta_i < \zeta_{max}$, e a diferença entre a sua frequência natural e a frequência natural do auto-valor desejado inicialmente está dentro de uma faixa pré-estabelecida, Δw . Neste caso, redefine-se a posição alcançada pelo autovalor na iteração i como a posição desejada.

Através deste procedimento e com a atribuição adequada de valores de ζ_{min} , ζ_{max} e ΔW , é obtido o posicionamento efetivo do pólo instável em uma nova posição do plano complexo, correspondendo a um valor de amortecimento aceitável e uma frequência natural próxima à do pólo instável (autovalor em malha aberta).

5.3.2 - Alteração do Fluxograma 4.4.3

Para alcançar o objetivo desejado, foi implementada uma nova rotina, a qual verifica se o autovalor de uma determinada iteração possui o amortecimento dentro da faixa estabelecida e se a diferença da sua frequência natural com relação à frequência natural desejada inicialmente é menor que um Δw . Sendo assim, o autovalor da iteração i é assumido como o autovalor a ser posicionado. Com relação ao fluxograma do item 4.4.3, foi efetuada uma modificação conforme é mostrado na Figura 5.5 a seguir.

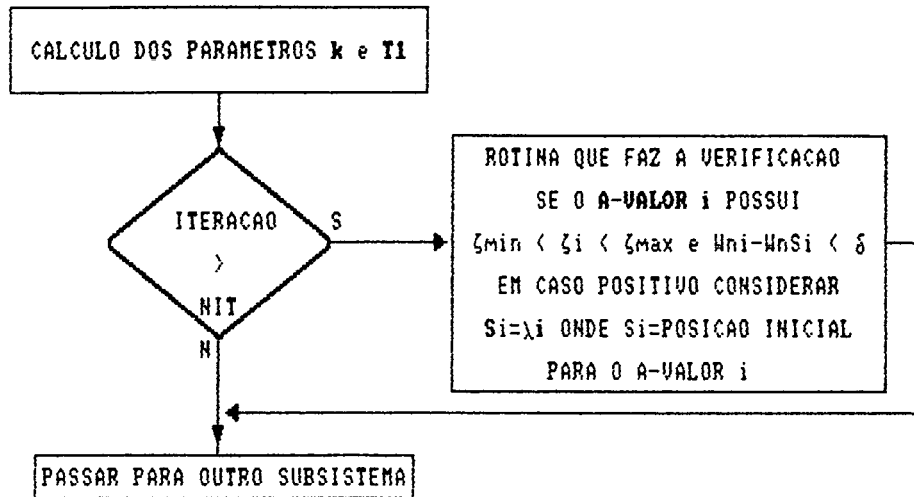


Figura 5.5 - Modificação do Fluxograma 4.4.3

Esta rotina identifica os autovalores relacionados com as oscilações eletromecânicas, através da comparação da frequência natural do autovalor $\lambda_i = \sigma_i + jWd_i$ que é determinada por $Wn = \sqrt{\sigma_i^2 + Wd_i^2}$, com a frequência natural do subsistema i dada por $Wn = \sqrt{\frac{k1i \cdot Wo1}{M1}}$. Além disso verifica se o amortecimento e a frequência natural do autovalor correspondente ao subsistema i , estão dentro da faixa aceitável. Em caso positivo, a posição inicialmente estabelecida para o autovalor instável ou pouco amortecido do subsistema i , que era $S_i = \sigma_{des_i} + jWd_{des_i}$, passa a ser $\lambda_i = \sigma_i + jWd_i$.

5.3.3 - Comentários

O método de alocação de polos utilizado neste trabalho [16], é pontual, isto é, não permite estabelecer uma região para o posicionamento de polos, e sim, estipular um ponto do plano complexo onde o polo em malha fechada deverá estar localizado. Este é o motivo pelo qual foi sugerido o procedimento da subseção 5.3.2, que é baseado na observação de que os autovalores tendem a chegar próximo das posições desejadas no plano complexo logo nas primeiras iterações, mas, em alguns casos, mesmo após muitas iterações não atingem posicionamento exato. Com um pequeno deslocamento da

posição desejada para a alocação, consegue-se o posicionamento efetivo de polos, em um número menor de iterações, como será ilustrado no Capítulo 6.

5.4 - SINAIS ESTABILIZADORES EM UM SUBCONJUNTO DE MÁQUINAS DO SISTEMA

5.4.1 - Objetivo

Em muitos casos não é necessário que se tenha um sinal estabilizador para cada máquina, ou seja, com um número de ESP's inferior ao número de máquinas é possível estabilizar o sistema. Isto pode acontecer quando o número de autovalores instáveis em malha aberta é menor do que o número de subsistemas, ou quando o número de autovalores instáveis ou com pouco amortecimento é igual ao número de subsistemas, mas existe algum modo de oscilação que está relacionado a mais de uma máquina, devido às interações dinâmicas. Desta forma, estabilizando este modo é possível melhorar o posicionamento dos outros modos acoplados a ele. Também, em algumas situações práticas, um sistema de potência pode ter controladores instalados em apenas algumas máquinas. A literatura existente na área apresenta vários artigos [02],[09] que abordam a questão de como determinar em que máquinas a instalação dos ESP's é mais eficiente.

Nestes casos, o algoritmo para ajuste dos parâmetros dos estabilizadores deve admitir a possibilidade de trabalhar com um sistema de M máquinas, que possua ou necessite apenas de K estabilizadores, onde $K < M$. O algoritmo como foi concebido inicialmente utiliza M controladores locais, ou seja, um para cada máquina, não considerando o caso em que $K < M$. Para esta situação as modificações no algoritmo base são apresentadas no próximo item.

5.4.2 - Descrição da Metodologia Proposta

O procedimento original para montagem da matriz de estado aumentada e para determinação dos modos instáveis e de sua associação com os subsistemas, foram modificados para que o algoritmo original efetue o ajuste dos parâmetros dos sinais estabilizadores em sistemas de potência multimáquinas, em que os sinais estabilizadores são aplicados a apenas algumas máquinas.

Esta metodologia é válida quando já é sabido quais máquinas devem possuir sinais estabilizadores [02], [09], ou quando vai se acompanhando a introdução gradativa de estabilizadores, até que se consiga a estabilização do sistema (todos os modos de oscilação posicionados no semiplano esquerdo).

No início do processo iterativo, é verificado se o subsistema corrente possui ESP. Apenas em caso positivo é que se executa as etapas do processo iterativo apresentadas no Fluxograma 4.4.3.

A filosofia de montagem da matriz de estados aumentada continua sendo conforme descrito no item 4.4.1. A diferença é que na montagem da matriz aumentada, quando o SS não possui ESP, o bloco diagonal correspondente a este SS, bem como todos os blocos que com ele interagem dinamicamente, não sofrem alteração e nem são acrescidos duas linhas e duas colunas na matriz de estados aumentada.

5.4.3 - Comentários

Visando uma melhor compreensão da metodologia desenvolvida para o caso onde o número de ESP é menor do que o número de máquinas, a Figura 5.6 representa a matriz de estados aumentada durante o processo iterativo para um caso de 9 máquinas-barra infinita. Neste exemplo, cujos resultados serão apresentados no Capítulo 6, os SS's que apresentam ESP são os subsistemas 2,3,4,5,6 e 9. A figura 5.4 ilustra a etapa em que está sendo efetuado o projeto do estabilizador da máquina 5.

++

SS1	SS12	SS13	SS19
SS21	SS2	SS23	SS29
SS31	SS32	SS3	SS39
SS41	SS4	SS49
SS51	SS5	SS59
SS61	SS6	SS69
SS71	SS7	SS78	SS79
SS81	SS87	SS8	SS89
SS91	SS97	SS98	SS9

*

Figura 5.6 - Matriz de estado aumentada quando $k < M$

** Duas linhas nulas introduzidas

++ Duas colunas nulas introduzidas.

5.5 - SINAL ESTABILIZADOR DERIVADO DA POTENCIA ELÉTRICA

5.5.1 - Objetivo

As dificuldades associadas da necessidade de se processar o sinal derivado da velocidade, através de uma função de transferência de avanço de fase para superar os atrasos do sistema de excitação [03],[23], torna importante a investigação de outras grandezas para derivar o sinal estabilizador. Entre estas, destacam-se a frequência, a potência acelerante e a potência elétrica.

Como o sinal derivado da aceleração possui 90° de avanço de fase em relação ao sinal de velocidade, o sinal derivado da potência acelerante (e consequentemente o sinal derivado da potência elétrica, como sendo uma aproximação deste) são mais adequados do que o próprio sinal de velocidade para derivar o sinal estabilizador. Além disso, o uso do sinal da potência acelerante/ elétrica evita problemas de iteração com frequências naturais

associadas aos modos torsionais do eixo das máquinas, no caso de turbogeradores [26].

O ESP derivado do sinal de velocidade do rotor apresenta as seguintes limitações:

a) o ESP derivado da velocidade pode vir a excitar frequências associadas aos modos de oscilação torsionais do eixo de turbogeradores [20],

b) o sinal derivado da velocidade está normalmente sujeito a problemas de ruído, o qual é amplificado pelos estágios de avanço de fase, podendo saturar o estabilizador [23].

5.5.2 - Princípios Básicos

A relação existente entre as variáveis envolvidas neste processo é mostrada na Figura 5.7, obtida a partir do modelo linearizado de Heffron-Phillips para o caso máquina-barra infinita (Apêndice A).

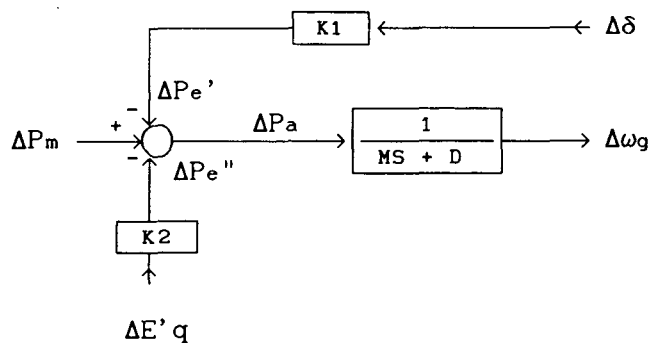


Figura 5.7 - Relação entre P_m , P_e , P_a e W

Onde :

ΔP_m - variação da potência mecânica

$\Delta P_e = \Delta P_e' + \Delta P_e''$ - variação da potência elétrica

ΔP_a - variação da potência acelerante

$\Delta \omega_g$ - variação da velocidade do rotor

$\Delta \delta$ - variação do ângulo do rotor

$\Delta E'q$ - variação da tensão proporcional ao fluxo concatenado de campo

$K1$ e $K2$ - parâmetros do modelo de Heffron-Phillips

Através da Figura 5.7 podemos escrever as equações da potência elétrica e da potência acelerante :

$$\begin{aligned}\Delta P_e &= -K1 \cdot \Delta \delta - K2 \cdot \Delta E'q \\ \Delta P_a &= \Delta P_m - \Delta P_e\end{aligned}\tag{5.15}$$

Como a potência mecânica apresenta dificuldades práticas de medição com a precisão requerida e considerando que normalmente a potência mecânica não varia significativamente na faixa de frequências de interesse, é válido considerar a variação de torque mecânico nula nesta faixa de frequências. Portanto é possível se escrever:

$$\Delta P_a \cong - \Delta P_e\tag{5.16}$$

A potência elétrica, conforme verificado na equação (5.15), depende dos parâmetros $K1$ e $K2$ do modelo de Heffron-Phillips e das variáveis de estado $\Delta \delta$ e $\Delta E'q$. De acordo com o item 2.2.1, estas são as variáveis $X1$ e $X3$ do vetor de estados. A equação (5.15) torna-se então:

$$\Delta P_e = -K1 \cdot X1 - K2 \cdot X3\tag{5.15}$$

Para o caso máquina-barra infinita, considerando agora que a potência elétrica é a variável de saída, a matriz C da representação de estado torna-se :

$$C = [-K1 \ 0 \ -K2 \ 0]\tag{2.16}$$

Para um sistema de potência multi-máquinas, além dos termos $K1_{ii}$ e $K2_{ii}$ próprios de cada subsistema, aparecem termos $K1_{ij}$ e $K2_{ij}$, em consequência das interações dinâmicas que ocorrem entre os subsistemas. Assim a matriz dos

coeficientes de saída, torna-se :

$$C = \left[\begin{array}{cc|cc|c|cc} K_{111} & 0 & K_{211} & 0 & & K_{11m} & 0 & K_{21m} & 0 \\ K_{121} & 0 & K_{221} & 0 & & K_{12m} & 0 & K_{22m} & 0 \\ & & \vdots & & & & & \vdots & \\ K_{1m1} & 0 & K_{2m1} & 0 & & K_{1mm} & 0 & K_{2mm} & 0 \end{array} \right]$$

onde m representa o número de subsistemas.

Como o sinal de velocidade está atrasado de 90° em relação ao sinal da potência acelerante (\cong - pot. elétrica), o sinal derivado da potência elétrica deve sofrer atraso de fase, a ser fornecido pela função de transferência do estabilizador.

Será considerado a topologia clássica para o ESP, com dois estágios de avanço-atraso de fase, conforme é mostrado a seguir :

$$ESP(S) = K \cdot \underbrace{\frac{(1 + S \cdot T_1)}{(1 + S \cdot T_2)}}_{1^\circ \text{ estágio}} \cdot \underbrace{\frac{(1 + S \cdot T_3)}{(1 + S \cdot T_4)}}_{2^\circ \text{ estágio}}$$

No projeto do ESP em sistemas de potência multimáquinas, o primeiro estágio do ESP deve fornecer um atraso nas frequências mais baixas do modo local. Para isto a relação T_1/T_2 deve ser < 1 . Nas frequências mais altas do modo local, o segundo estágio do ESP deve fornecer um avanço de fase, e para isto a relação T_3/T_4 deve ser > 1 [03],[25]. As constantes de tempo T_1 e T_3 são então calculadas para obter as características de fase desejada.

5.5.3 - Modificações no Algoritmo Base

As modificações efetuadas no algoritmo base são decorrentes da nova matriz C, para sinal derivado da potência elétrica. Desta forma a rotina que faz a montagem da matriz de estados aumentada, a rotina para cálculo de K e

T1, bem como o procedimento de cálculo da expressão (4.8) sofreram modificações.

A) Modificações na rotina de montagem da matriz de estado aumentada

A matriz de estados aumentada, formada nesta rotina através da compensação dinâmica da saída (item 3.3.2), é da seguinte forma:

$$AMF = \begin{bmatrix} A + B \cdot E \cdot C & B \cdot H \\ \hline L \cdot C & G \end{bmatrix}$$

* *

++ Duas linhas introduzidas por subsistema devido ao ESP

* * Duas colunas introduzidas por subsistema devido ao ESP

Como a matriz dos coeficientes de saída C neste caso apresenta $2 \cdot m$ elementos não nulos, onde m é o número de subsistemas, o produto das matrizes B e C pelo escalar E apresentará $2 \cdot m$ elementos não nulos, já que a matriz B só apresenta um elemento não nulo. Os elementos não nulos do produto BEC serão somados com os elementos correspondentes da matriz de estados em malha aberta. Do mesmo modo, o produto das matrizes L e C produzirá $2 \cdot m$ elementos não nulos em cada linha introduzida pelo ESP na matriz AMF.

B) Modificações na rotina de cálculo de k e T1

No caso do sinal estabilizador derivado da potência elétrica, é interessante trabalhar com as constantes de tempo T2 e T4 diferentes, podendo T1 e T3 continuar sendo consideradas iguais. As expressões para cálculo de k e T1 são desenvolvidas a seguir.

A equação característica do sistema em malha fechada é:

$$K \cdot \frac{(1 + S \cdot T1)^2}{(1 + S \cdot T2) \cdot (1 + S \cdot T4)} = \frac{1}{C \cdot (SI-A)^{-1} \cdot B} = MF \left| \phi_F \right. \quad (5.17)$$

definindo :

$$S = e + jg$$

$$No = (1 + e \cdot T1)^2 + (g \cdot T1)^2$$

$$Do = DSQRT((1 + e \cdot T2)^2 + (g \cdot T2)^2)$$

$$D1 = DSQRT((1 + e \cdot T4)^2 + (g \cdot T4)^2)$$

$$\phi_o = \arctg(g \cdot T2 / (1 + e \cdot T2))$$

$$\phi_1 = \arctg(g \cdot T4 / (1 + e \cdot T4))$$

resultando então :

$$MF \left| \phi_F \right. = \frac{K \cdot No \left| 2\arctg(g \cdot T1 / (1 + e \cdot T1)) \right.}{Do \cdot D1 \left| \phi_o + \phi_1 \right.} \quad (5.18)$$

obtemos então duas equações :

$$\phi_F = 2\arctg(g \cdot T1 / (1 + e \cdot T1)) - \phi_o - \phi_1$$

definindo :

$$FI = (\phi_F + \phi_o + \phi_1) / 2$$

$$FT = tg(FI)$$

Resulta na expressão de T1 :

$$T1 = \frac{FT}{G - e \cdot FT} \quad (5.19)$$

A outra equação obtida é :

$$MF = \frac{K \cdot No}{Do \cdot D1} \quad (5.20)$$

Resultando na expressão do ganho K :

$$K = \frac{MF \cdot Do \cdot D1}{No} \quad (5.21)$$

C) modificação no cálculo da expressão (4.8)

Quando o sinal estabilizador é derivado da velocidade, o produto da matriz dos coeficientes de saída e da matriz dos coeficientes de entrada pela inversa de (SI-A), considerando apenas uma entrada e uma saída por máquina, afeta somente uma posição da matriz inversa de (SI-A). No caso do sinal estabilizador derivado da potência elétrica, uma coluna inteira da inversa de (SI-A) será afetada por este produto, resultando na soma dos produtos dos elementos correspondentes destas matrizes.

5.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

No caso da nova estrutura proposta para o ESP (função de transferência com numerador quadrático), o método utilizado para a resolução do sistema de equações resultante, baseado em técnicas de projeções ortogonais, fornece uma solução de mínimo desvio em relação a um vetor de valores iniciais, de um sistema subdeterminado de equações. A viabilidade matemática e física da solução é garantida pelo vetor de valores iniciais arbitrado.

Os autovalores relacionados às oscilações eletromecânicas tendem a ser re- alocados próximos das posições arbitradas, através dos controladores locais, logo nas primeiras iterações. No caso de algum autovalor demorar muitas iterações para convergir para a posição arbitrada inicialmente, a simples relaxação desta posição, é muitas vezes suficiente para que ocorra o posicionamento efetivo deste autovalor.

Em alguns casos pode-se conseguir o posicionamento dos polos desejados e melhorar o fator de amortecimento dos demais polos relacionados aos modos

eletromecânicos, sem que seja necessário colocar um ESP para cada máquina. Assim, pode-se conseguir um sistema assintoticamente estável com um número de ESP's menor do que o número de autovalores relacionados às oscilações eletromecânicas, instáveis ou pouco amortecidos.

A utilização do sinal estabilizador derivado da potência elétrica além de propiciar o projeto do ESP com valores baixos de ganho, em função de que o valor do sinal de potência elétrica em regime permanente é muito maior do que o sinal de velocidade, possibilita a utilização de ESP's com características de atraso de fase.

CAPÍTULO VI

RESULTADOS NUMÉRICOS E DE SIMULAÇÕES NÃO-LINEARES

6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos da Alocação de Polos com o algoritmo proposto, bem como a comparação do desempenho do ESP de topologia clássica com o ESP de topologia proposta (função de transferência com numerador quadrático). Além disso, é verificada neste capítulo a eficiência da rotina que faz a alocação de polos em uma nova posição do plano complexo (rotina NOVOAV) (ver item 5.3), e do algoritmo para posicionamento de polos quando o número de ESP's é menor do que o número de subsistemas. São apresentados também os resultados da alocação de polos para o caso de sinal estabilizador derivado da potência elétrica.

Na parte final deste capítulo são apresentadas as curvas das simulações não-lineares no tempo, obtidas através do programa MULTSTAB [40], para validação dos ajustes obtidos anteriormente no algoritmo proposto. Os sistemas adotados para teste podem ser encontrados no Apêndice D. O programa computacional foi elaborado em Fortran no computador IBM 3090, utilizando o compilador Fortran Vs 2.2.

6.2 - RESULTADOS NUMÉRICOS DA ALOCAÇÃO DE POLOS

Os resultados são apresentados para os sistemas: máquina-barra infinita [15],[30]; de três máquinas-barra infinita (Apêndice D) e sistema de nove máquinas-barra infinita (Apêndice D), respectivamente.

6.2.1 - Sistema Máquina - Barra Infinita

O sistema adotado para teste [15] possui uma máquina representada por um modelo de 5^a ordem com sistema de excitação de 1^a ordem, totalizando seis

variáveis de estado. Os autovalores deste sistema em malha aberta são:

$$\begin{cases} -27,272 \\ -13,127 \\ -8,478 \pm j5,157 & \text{a-valor relacionado ao modo do sistema de excitação} \\ 0,203 \pm j4,983 & \text{a-valor relacionado ao modo eletro-mecânico} \end{cases}$$

Nas Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3 a seguir são apresentados os resultados obtidos da alocação de polos para o ESP com topologia clássica (eq. 5.1) e para o ESP de topologia com numerador quadrático (topologia nova) (eq. 5.2), com sinal estabilizador derivado da velocidade. Em cada tabela considera-se uma posição diferente para a alocação do autovalor relacionado com às oscilações eletromecânicas. Estas posições são:

$$\begin{cases} -0,997 \pm j4,886 & \text{amortecimento} = 0,2 \text{ (Tabela 6.1)} \\ -1,496 \pm j4,757 & \text{amortecimento} = 0,3 \text{ (Tabela 6.2)} \\ -2,493 \pm j4,319 & \text{amortecimento} = 0,5 \text{ (tabela 6.3)} \end{cases}$$

Tabela 6.1 - Caso Máquina - Barra Inf. (amort. = 0,2)

	Topologia Clássica	Topologia Nova
a-valor posicionado	$-0,9974 \pm j4,8862$	$-0,9974 \pm j4,8862$
ganho do ESP	0,0296	0,0098
T2 (=T4) do ESP	0,070	0,070
T1 (=T3) do ESP	0,1804	—
C do ESP	—	0,0171
D do ESP	—	0,9282

Para o caso da topologia nova, em função do método utilizado para resolver o sistema de equações subdeterminado, é necessário especificar valores iniciais para os parâmetros k, c e d. Para a tabela 6.1 os valores iniciais adotados são: k=0,01; c=0,1 e d=0,6. Estes valores de c e d fornecem um zero complexo em $-3,0 \pm j1,0$.

Os valores de c e d arbitrados inicialmente foram obtidos verificando-se, através do método do Lugar das Raízes para este caso

máquina-barra infinita, qual a localização do zero do ESP, onde é possível conseguir o posicionamento do polo desejado com o menor valor de ganho do ESP. Assim, a posição do plano complexo encontrada para o zero do ESP, que causa o menor esforço de controle para o posicionamento do polo, é $-3,0 \pm j1,0$, a qual é conseguida quando c e d assumem os valores de 0,1 e 0,6, respectivamente. O valor do ganho do ESP ($k=0,01$) foi arbitrado inicialmente em função do ganho obtido para o caso do ESP com estrutura clássica.

Na Tabela 6.1 observa-se que há o posicionamento efetivo de polos, tanto para a topologia clássica quanto para a nova. Entretanto, o ganho obtido para a topologia nova, em função do valor inicial arbitrado, é bem inferior ao obtido com a topologia clássica.

Tabela 6.2 - Caso Máquina - Barra Inf. (amort. = 0,3)

	Topologia Clássica	Topologia Nova
a-valor posicionado	$-1,4961 \pm j4,7573$	$-1,4961 \pm j4,7573$
ganho do ESP	0,0418	0,0201
T2 (=T4) do ESP	0,070	0,070
T1 (=T3) do ESP	0,1705	—
C do ESP	—	0,0171
D do ESP	—	0,5795

Os valores iniciais correspondentes à Tabela 6.2 são: $k=0,02$; $c=0,1$ e $d=0,6$. Analisando os resultados desta tabela observa-se que para o mesmo posicionamento de polos, o ganho obtido para a topologia clássica é duas vezes maior do que o ganho obtido com a topologia nova.

Tabela 6.3 - Caso Máquina - Barra Inf. (amort. = 0,5)

	Topologia Clássica	Nova Topologia
A-valor Posicionado	$-2,4935 \pm j4,3188$	$-2,4935 \pm j4,3188$
ganho do ESP	0,0663	0,0419
T2 (=T4) do ESP	0,070	0,070
T1 (=T3) do ESP	0,1506	—
C do ESP	—	0,0125
D do ESP	—	0,3599

Os valores iniciais adotados para k, c e d na Tabela 6.3 foram respectivamente: 0,04; 0,1 e 0,6. Como observado nas tabelas anteriores, o valor de ganho obtido para a topologia nova é sempre próximo do valor arbitrado inicialmente, garantindo ganhos baixos para o ESP. Portanto, com a utilização deste método para resolução do sistema de equações subdeterminado (topologia nova), é possível "segurar" o valor do ganho do ESP, evitando que sejam atingidos os limites de tensão (tensão de saturação), aliviando as restrições sobre os parâmetros c e d .

Na Tabela 6.4 é feita a comparação dos resultados obtidos para o caso do sinal estabilizador derivado da velocidade e da potência elétrica. No caso do sinal derivado da Potência elétrica a topologia adotada para o ESP é a clássica e a máquina considerada foi representada por um modelo de 3ª ordem, com sistema de excitação de 1ª ordem [30]. Os auto-valores em malha aberta deste sistema são:

$$\begin{cases} -10,3929 \pm j3,2749 \\ 0,2951 \pm j4,9571 \end{cases}$$

a posição escolhida para o posicionamento foi $-0,4966 \pm j4,9410$.

Tabela 6.4 - Sinais Derivado da Velocidade e Pot. Elétrica

	Sinal de Velocidade		Sinal de Pot. Elétrica
	Estrutura Clássica	Estrut. Proposta	
A-valor Posicionado	$-0,4966 \pm j4,9410$	$-0,4966 \pm j4,9410$	$-0,4966 \pm j4,9410$
ganho do ESP	7,8980	2,9758	0,4515
T2 do ESP	0,070	0,070	0,3000
T1 (=T3) do ESP	0,1801	$c=0,019$ e $d=0,899$	0,0589
T4 do ESP	0,070	0,070	0,0700
Demais autovalores	$-8,5280 \pm j7,5991$	$-5,5397 \pm j5,9347$	$-5,6537 \pm j1,7446$
	-22,4422	$-18,347 + j5,571$	-11,6739
	-8,2757	$-18,347 - j5,571$	-13,9303

Como visto no Capítulo 5, o sinal de potência elétrica está adiantado de 90° do sinal de velocidade (quando se considera $D=0$). Desta forma, é necessário fornecer atraso de fase para o sinal derivado da potência elétrica, para conseguir o mesmo posicionamento de polo do caso do sinal derivado da velocidade, o que pode ser comprovado pelas Figuras 6.1 e 6.2 que representam os diagramas de Bode de fase para os ESP's derivados da velocidade (estrutura clássica para o ESP) e da potência elétrica. Com relação ao modo do sistema de excitação pode ser verificado na Tabela 6.4, que o mesmo é mais amortecido para o caso onde o sinal é derivado da potência elétrica.

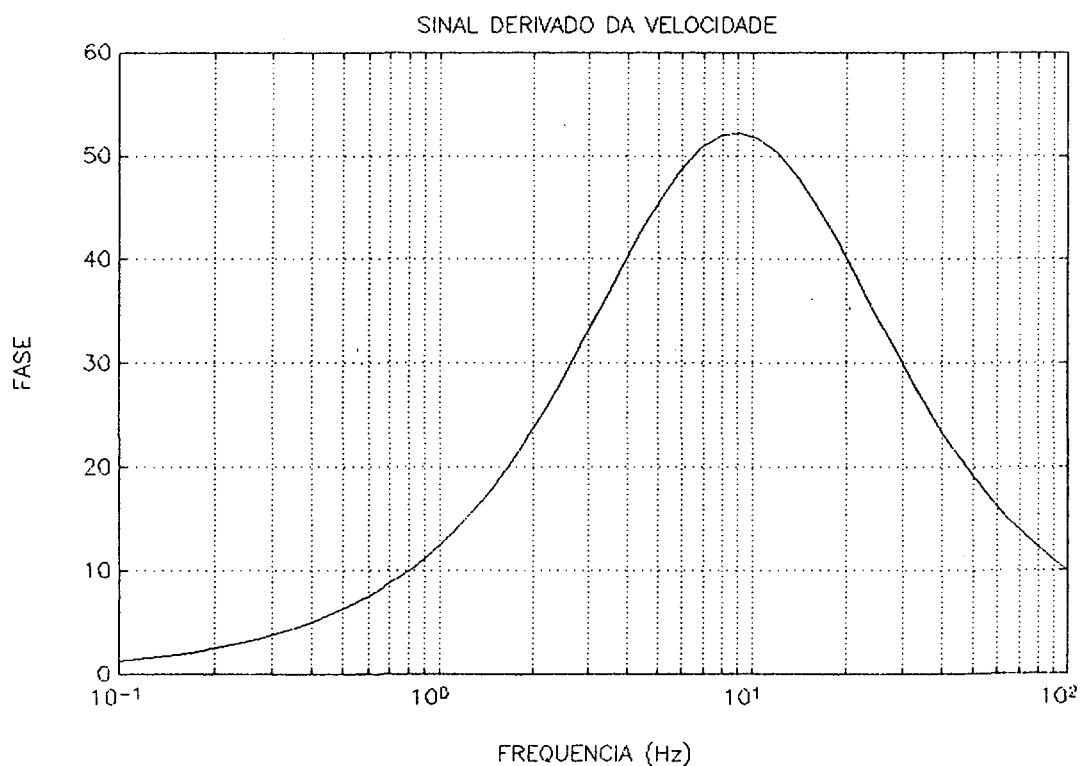


Figura 6.1 - Diagrama de Bode para sinal de Velocidade

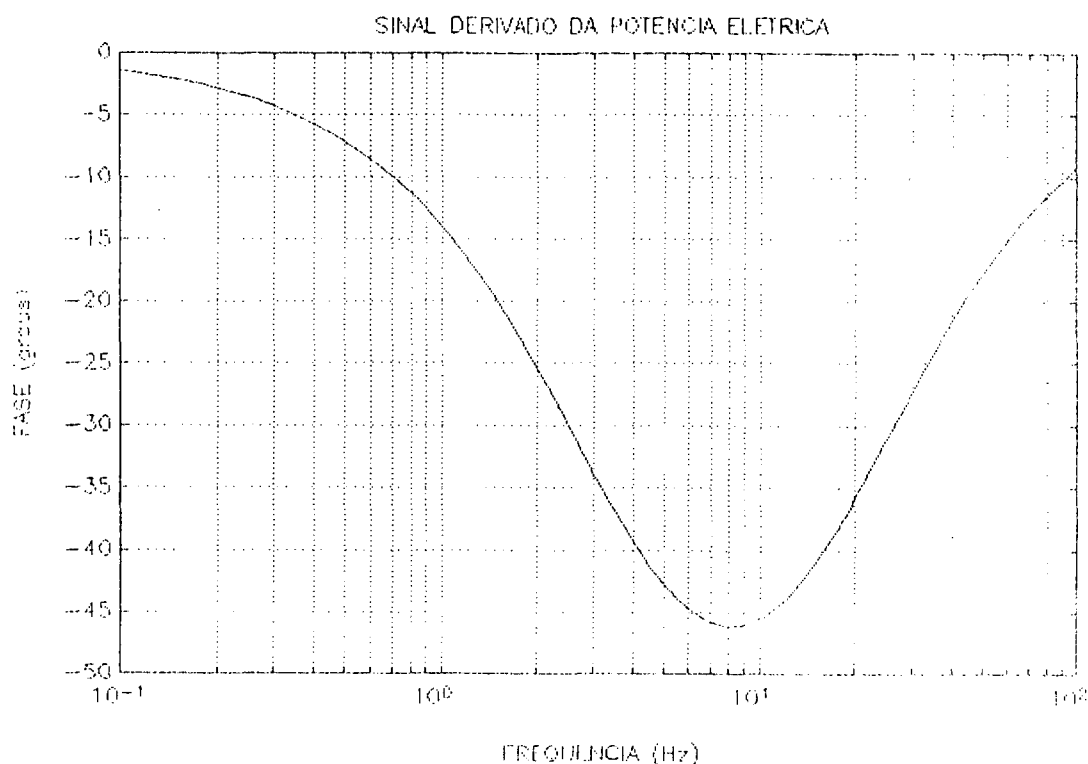


Figura 6.2 - Diagrama de Bode para Sinal de Pot. Elétrica

Analisando os resultados apresentados na Tabela 6.4, observa-se que o ESP derivado do sinal de potência elétrica exige um atraso de fase na frequência de interesse para o projeto do ESP, o que não acontece com o sinal de velocidade, que exige avanços consideráveis do ESP. O ganho obtido para este ESP é muito inferior ao do ESP com sinal de velocidade, o que já era de se esperar em função de que o sinal derivado da potência elétrica possui um valor em regime permanente muito maior do que o sinal de velocidade ($\cong 2\pi\omega$ maior). As Figuras 6.3 e 6.4 apresentam os diagramas de Bode do módulo para estes dois casos, onde o ESP com sinal derivado da velocidade adotado para comparação com o sinal de potência elétrica é o de estrutura clássica.

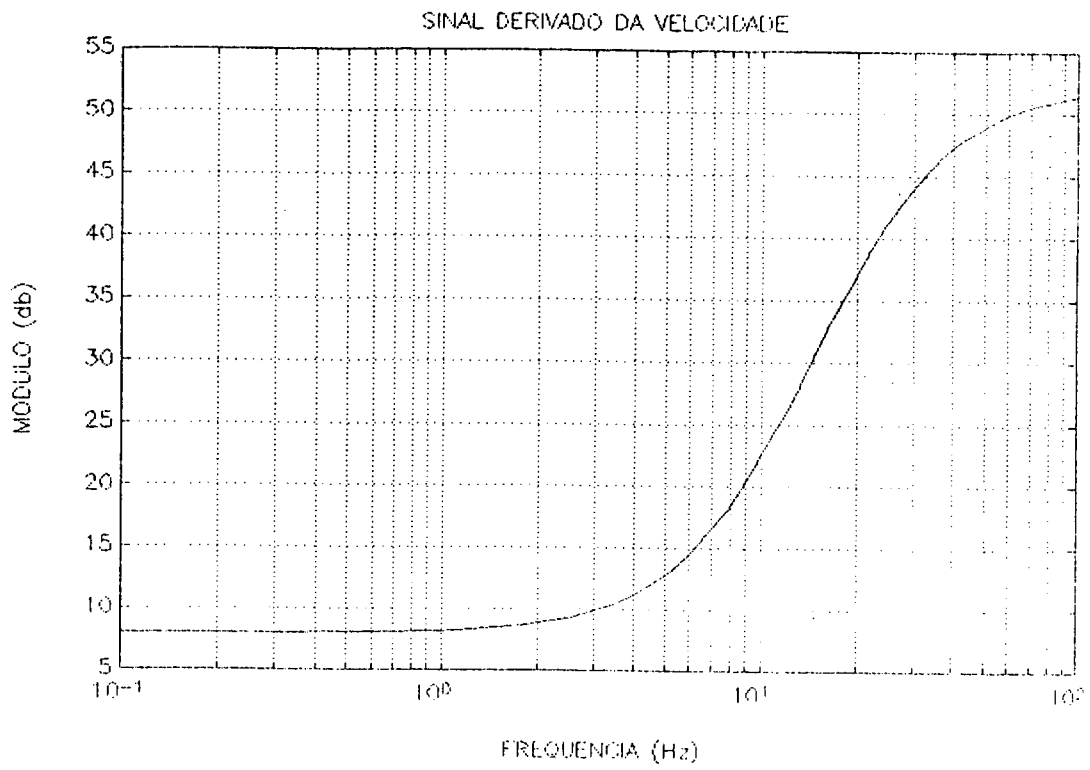


Figura 6.3 - Diagrama de Bode - Sinal de Velocidade

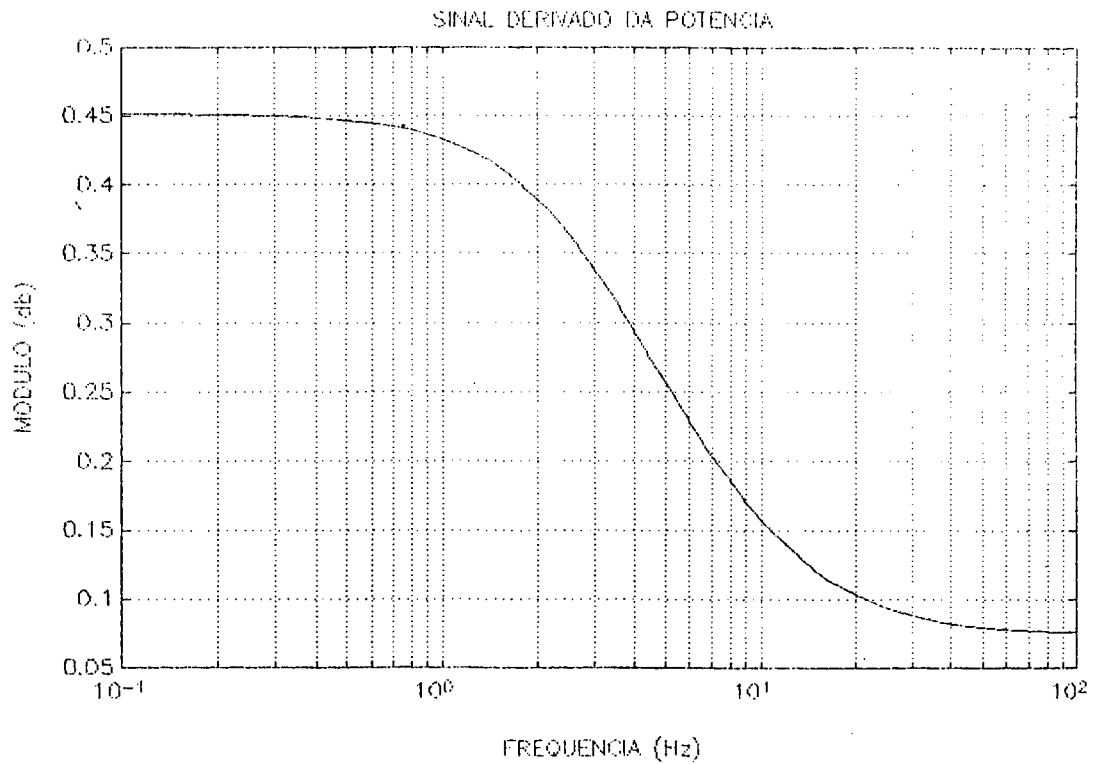


Figura 6.4 - Diagrama de Bode - Sinal de Potência Elétrica

6.2.2 - Sistema Tres Máquinas - Barra Infinita [16]

A matriz de estado deste sistema (Apêndice D) apresenta dois autovalores instáveis e um autovalor pouco amortecido. Estes autovalores relacionados com as oscilações eletromecânicas são:

$$\begin{cases} \text{SS1} & -0,0617 + j7,3702 \\ \text{SS2} & 0,0935 + j7,8350 \\ \text{SS3} & 0,2625 + j4,0909 \end{cases}$$

As novas posições para re-alocação destes autovalores, considerando um amortecimento de 30 % são:

$$\begin{cases} \text{SS1} & -2,2111 + j7,0310 \\ \text{SS2} & -2,3507 + j7,4747 \\ \text{SS3} & -1,2298 + j3,9105 \end{cases}$$

A Tabela 6.5 a seguir contém os resultados obtidos com a topologia clássica com sinal derivado da velocidade, considerando os dois critérios de de parada abordados no item 4.4.5 (critério 1 e critério 2). A constante de tempo de atraso de fase adotada foi de 0,055 segundos, com $T_2=T_4$.

Tabela 6.5 - Critérios de Parada para a Topologia Clássica

	CRITÉRIO 1				CRITÉRIO 2			
Tolerância	0,5	0,4	0,3	0,17	0,4	0,3	0,2	0,055
a-valor SS1 (Re)	-1,808	-2,019	-1,940	-2,044	-1,737	-1,737	-1,737	-1,722
a-valor SS1 (Im)	6,911	6,840	6,911	7,035	7,080	7,080	7,080	6,956
a-valor SS2 (Re)	-2,306	-2,035	-2,362	-2,357	-2,340	-2,340	-2,340	-2,362
a-valor SS2 (Im)	7,416	7,581	7,484	7,486	7,470	7,470	7,470	7,479
ganho SS1	22,05	20,48	27,27	29,13	17,67	17,67	17,67	20,31
ganho SS2	7,257	10,40	9,411	8,954	11,09	11,09	11,09	10,37
ganho SS3	24,06	23,09	19,92	19,21	24,03	24,03	24,03	24,03
T1=T3 SS1	0,213	0,206	0,218	0,208	0,244	0,244	0,244	0,245
T1=T3 SS2	0,549	0,478	0,410	0,413	0,409	0,409	0,409	0,408
T1=T3 SS3	0,139	0,140	0,142	0,147	0,141	0,141	0,141	0,136
n. de iterações	2	16	202	474	3	3	3	90
tempo de CPU (s)	0,383	2,849	35,47	82,91	0,554	0,554	0,553	15,77

Notas : 1) O autovalor relativo ao subsistema 3 não aparece na tabela 6.5, porque o mesmo é posicionado efetivamente;

2) A menor tolerância utilizada para o Critério 1 foi de 0,17 e com o Critério 2 foi de 0,055. Para tolerâncias de 0,15 no Critério 1 e de 0,05 no Critério 2, não se observou convergência para ambos os critérios dentro de um número aceitável de iterações.

A partir dos resultados apresentados na Tabela 6.5 (número de iterações e tolerância arbitrada), foi adotado como critério de convergência do algoritmo o Critério 2. Neste critério é feita a comparação do maior desvio da norma da diferença entre os auto-valores posicionados na iteração i e os posicionados na iteração $i-1$, com uma tolerância pré-estabelecida, como mostrado no Capítulo 4.

Analisando os resultados da Tabela 6.5, verifica-se que não se obteve o posicionamento efetivo dos autovalores correspondentes aos subsistemas 1 e 2 para nenhum dos dois critérios, com a tolerância especificada. Para resolver este problema, foi adotado o procedimento de relaxação da posição desejada para estes autovalores que apresentam dificuldades no posicionamento. Assim, como foi explicado no item 5.3, o algoritmo verifica, em uma determinada iteração, se a diferença entre o amortecimento e frequência natural dos auto-valores posicionados e dos auto-valores desejados está dentro de uma faixa pré-estabelecida. Em caso positivo, admite-se como aceitáveis as posições dos auto-valores posicionados. A Tabela 6.6 apresenta os resultados obtidos para este caso.

Tabela 6.6 - Relaxação na posição arbitrada para os polos no plano S

	sem relaxação na posição	com relaxação na posição	
		novas posições	resultados
a-valor SS1	$-1,7220 \pm j6,9560$	$-2,3847 \pm j6,9844$	$-2,3847 \pm j6,9844$
a-valor SS2	$-2,3620 \pm j7,4790$	$-2,3507 \pm j7,4747$	$-2,3507 \pm j7,4747$
a-valor SS3	$-1,2298 \pm j3,9105$	$-1,2298 \pm j3,9105$	$-1,2298 \pm j3,9105$
ganho SS1	20,31		33,35
ganho SS2	10,37		10,04
ganho SS3	24,03		17,30
avanço SS1	0,245		0,198
avanço SS2	0,408		0,387
avanço SS3	0,136		0,154
tolerancia	0,055		0,0001
tempo de CPU	15,77 seg.		6,44
n. iterações	90		41

Nota : Os resultados da Tabela 6.6 (com a rotina NOVOAV), foram obtidos assumindo $\zeta_{\min} = 0,20$, $\zeta_{\max} = 0,50$ e $\delta = 0,1$ (ver Figura 5.5 do item 5.3.2).

Na Tabela 6.6 é possível se verificar que a posição definida inicialmente para a alocação do a-valor relativo ao SS1 ($-2,2111 + j7,0310$), correspondendo a um amortecimento de 30% e uma frequência natural de 7,37 rad/s, não era alcançada em 90 iterações. Consegue-se apenas, alocá-lo em outra posição ($-1,722 + j6,956$), correspondendo a um amortecimento de 24% e uma frequência natural de 7,166. Relaxando a nova posição dos pólos, obtem-se a nova posição ($-2,3847 + j6,9844$), correspondendo a um amortecimento de 32% e uma frequência natural de 7,52 rad/s. Através do procedimento adotado, foi possível alocar efetivamente o autovalor na posição redefinida, em um número menor de iterações do que o obtido na Tabela 6.5. Em contrapartida o ganho obtido para o subsistema correspondente aumentou, em função do maior esforço exigido para o posicionamento do autovalor com o amortecimento maior.

Na Tabela 6.7 a seguir, estão apresentados os resultados obtidos para a nova topologia proposta, considerando o posicionamento do auto-valor com amortecimento de 30%. Os valores iniciais dos parâmetros k, c e d estão

definidos nesta tabela, sendo que, com os valores de $c=0,04$ e $d=0,4$, gera-se dois zeros reais em $-5,0$, enquanto que com $c=0,1$ e $d=0,6$, gera-se um par de zeros complexos em $-3,0 \pm j1,0$.

Tabela 6.7 - Resultados para a Topologia Proposta

	valores iniciais de C, D e K (vetor Po)	
	k=5,0 C=0,04 D=0,4	k=5,0 C=0,1 D=0,6
a-valor SS1	$-2,2101 \pm j7,0283$	$-2,2096 \pm j7,0290$
a-valor SS2	$-2,3508 \pm j7,4738$	$-2,3504 \pm j7,4739$
a-valor SS3	$-1,2298 \pm j3,9105$	$-1,2298 \pm j3,9105$
ganho SS1	4,5091	4,5876
ganho SS2	4,4432	4,5330
ganho SS3	4,8247	4,9876
C do SS1	0,0020	0,0053
C do SS2	0,1937	0,1884
C do SS3	0,0857	0,0816
D do SS1	1,7905	1,7817
D do SS2	2,0552	1,9907
D do SS3	0,7144	0,6924
tolerancia	0,001	0,001
tempo de CPU	4,49 seg.	5,69 seg.
n. iterações	28	35

Observando a Tabela 6.7, verifica-se que os valores de ganho após a convergência ficam próximos dos valores arbitrados inicialmente, permitindo que o ajuste seja feito com valores baixos de ganho do ESP. Comparando os resultados da Tabela 6.5 com os resultados da Tabela 6.7, verifica-se que a nova topologia proposta para o ESP permite um posicionamento de polos mais eficiente e com um tempo de CPU três vezes menor do que a topologia clássica.

Os dois casos apresentados na Tabela 6.7 correspondem a zeros do ESP reais e zeros do ESP complexos. Com os valores adotados para os parâmetros c e d nesta tabela, o caso que apresentou os melhores resultados foi o que considerou os zeros do ESP reais ($c=0,04$ e $d=0,4$). O caso com zeros complexos ($c=0,1$ e $d=0,6$) teria provavelmente fornecido melhores resultados se os valores atribuídos aos parâmetros c e d fossem mais apropriados para cada subsistema e não obtidos a partir do caso máquina-barras infinita, como foi

feito. Portanto a escolha adequada dos valores iniciais de c e d pode definir a eficiência no posicionamento de polos sendo que, para explorar efetivamente a flexibilidade da nova topologia, deve ser investigada a melhor posição para a alocação do par de zeros complexo de cada subsistema (valores iniciais de c_i e d_i), para o caso multimáquinas.

Fixando-se o valor inicial maior de ganho ($k=10,0$), mantendo $c=0,1$ e $d=0,6$, consegue-se um posicionamento dos modos instáveis ou pouco amortecidos mais próximos das posições pré-definidas, mas para isto, o número de iterações aumenta.

Tabela 6.8 - Resultados para a Topologia Proposta ($k=10,$)

	vetor Po ($k=10, c=0.1$ e $d=0.6$)
a-valor SS1	$-2,2110 \pm j7,0322$
a-valor SS2	$-2,3507 \pm j7,4753$
a-valor SS3	$-1,2298 \pm j3,9105$
ganho SS1	9,5900
ganho SS2	9,9219
ganho SS3	10,4233
C do SS1	0,0553
C do SS2	0,1167
C do SS3	-0,0151
D do SS1	1,1619
D do SS2	0,7042
D do SS3	0,3502
tolerancia	0,001
tempo de CPU	6,9242 s
n. iterações	43

6.2.3 - Sistema Nove Máquinas - Barra Infinita [12]

Este sistema (Apêndice D) foi adotado para validação do algoritmo que faz o ajuste dos parâmetros dos ESP's quando o número de ESP's é menor do que o número de subsistemas, bem como para o caso do sinal estabilizador derivado da potência elétrica.

A matriz de estado deste sistema em malha aberta apresenta seis autovalores instáveis e três pouco amortecidos, totalizando os nove modos relacionados às oscilações eletromecânicas. As piores razões de amortecimentos deste autovalores são: $-0,271$ (SS6); $-0,244$ (SS9); $-0,148$ (SS2); $-0,125$ (SS3) ; $-0,081$ (SS1); $0,0223$ (SS5) ; $0,0565$ (SS8) e $0,0695$ (SS4).

A implementação do método sistemático para seleção das máquinas a serem equipadas com ESP's[02],[07],[09], não foi incluída entre os objetivos deste trabalho. Consequentemente, esta seleção foi realizada por tentativas, aumentando-se gradativamente o número de estabilizadores e verificando-se se a estabilização é conseguida. Concluiu-se assim que a estabilização do sistema pode ser obtida com a utilização de seis ESP's, instalados nas máquinas 2,3,4,5,6 e 9, sendo esta a seleção adotada para os testes seguintes.

Nas tabelas seguintes somente serão mostradas as posições dos autovalores que se deseja posicionar efetivamente (seis autovalores correspondentes à seleção descrita anteriormente).

Este caso foi dividido em dois itens : (a) ESP com sinal derivado da velocidade, (b) ESP derivado da potência elétrica.

(a) Sinal derivado da velocidade da máquina

Os ajustes obtidos para os seis ESP's, considerando a topologia clássica para as suas funções de transferência e ambas as constantes de tempo de atraso de fase iguais a $0,055$ segundos, são apresentados na Tabela 6.9 a seguir.

Tabela 6.9 - Posicionamento de Polos quando $K < M$ (topol. clássica)

SUBSISTEMA	AUTO-VALORES		AJUSTES	
	DESEJADO	POSICIONADO	GANHO	AVANÇO
2	$-0,7 \pm j6,9655$	$-0,6909 \pm j6,9658$	17,1599	0,1306
3	$-0,3359 \pm j3,3430$	$-0,3358 \pm j3,3429$	16,6707	0,2783
4	$-1,4388 \pm j14,3157$	$-1,4387 \pm j14,3157$	299,521	0,1248
5	$-0,6520 \pm j6,4871$	$-0,6539 \pm j6,4862$	13,3421	0,2289
6	$-0,7378 \pm j7,3413$	$-0,7381 \pm j7,3410$	7,6731	0,2353
9	$-0,9088 \pm j9,0421$	$-0,9088 \pm j9,0421$	37,5908	0,1139
n. de iterações			13	
tempo de CPU(s)			53,021	
tolerância			0,2	

Através dos ajustes obtidos para os parâmetros dos estabilizadores na Tabela 6.7, todos os auto-valores do sistema em malha fechada tornaram-se estáveis; os piores amortecimentos obtidos foram 0,026 e 0,084.

Neste caso, o ajuste obtido para o subsistema 4 apresentou um valor de ganho muito elevado. Diminuindo o ganho do sistema de excitação dos subsistemas que apresentavam os valores mais altos (subsistemas 5 e 6), de 100 para 50, observa-se que o ajuste obtido para o ganho do subsistema 4 diminui, como pode ser verificado na Tabela 6.10 a seguir.

Tabela 6.10 - Posicionamento de Polos quando $K < M$ (topol. clássica)

SUBSISTEMA	AUTO-VALORES		AJUSTES	
	DESEJADO	POSICIONADO	GANHO	AVANÇO
2	$-0,8294 \pm j8,2522$	$-0,8191 \pm j8,2270$	18,3555	0,0898
3	$-0,3365 \pm j3,3799$	$-0,3366 \pm j3,3485$	15,0950	0,2821
4	$-1,4388 \pm j14,3157$	$-1,4149 \pm j14,7246$	258,607	0,1313
5	$-0,6520 \pm j6,4871$	$-0,6534 \pm j6,4878$	12,1125	0,2624
6	$-0,7316 \pm j7,2788$	$-0,7352 \pm j7,2772$	2,7315	0,3792
9	$-0,9088 \pm j9,0421$	$-0,9088 \pm j9,0421$	36,3850	0,1212
n. de iterações			6	
tempo de CPU(s)			23,989	
tolerância			0,2	

Verifica-se que, em ambos os casos (Tabelas 6.9 e 6.10), o método proposto foi capaz de posicionar os autovalores instáveis ou pouco amortecido do sistema, nas posições desejadas. Entretanto, reconhece-se que os valores de ganho obtidos para o subsistema 4 não são realísticos.

Como no caso da Tabela 6.10, quando o ganho dos subsistemas 5 e 6 é reduzido pela metade, observa-se a presença de um autovalor real instável já em malha aberta, deduz-se que estes valores originalmente elevados de ganho do sistema de excitação são necessários para tornar o sistema estabilizável em malha aberta, devido provavelmente a falta de torque de sincronização. Estes valores elevados de ganho provavelmente exigem muito esforço para que o ESP forneça o amortecimento necessário.

A Tabela 6.11 a seguir apresenta os resultados obtidos para a nova topologia proposta para os ESP's. Os valores iniciais do vetor P_0 para todos os subsistemas foram : $k=10,0$, $c=0,1$ e $d=0,6$.

Tabela 6.11 - Posicionamento de Polos quando $K < M$ (topol. Proposta)

SUBSISTEMA	AUTO-VALORES		AJUSTES		
	DESEJADOS	POSICIONADOS	GANHO	C	D
2	$-0,7 \pm j6,9655$	$-0,6376 \pm j6,9364$	10,0517	0,0206	0,4732
3	$-0,3359 \pm j3,3430$	$-0,3351 \pm j3,3420$	9,8930	0,0598	0,8496
4	$-1,4388 \pm j14,3157$	$-1,4385 \pm j14,3153$	9,1200	0,3540	7,5120
5	$-0,6520 \pm j6,4871$	$-0,6669 \pm j6,4837$	10,0099	0,0626	0,5958
6	$-0,7378 \pm j7,3413$	$-0,7392 \pm j7,3421$	10,0726	0,0474	0,3651
9	$-0,9088 \pm j9,0421$	$-0,9088 \pm j9,0421$	9,9676	0,0157	0,7960
n.de iterações					9
tempo de CPU(s)					37,499
tolerância					0,2

Com os ajustes obtidos para os parâmetros dos ESP's na Tabela 6.11, não foi possível obter a estabilização do sistema. Os piores amortecimentos foram de $-0,0381$; $0,0275$ e $0,0798$, ou seja, ainda permanece um modo eletromecânico instável. A estabilização só é conseguida quando o valor do ganho inicial (vetor P_0), para o subsistema 4 é aumentado, já que o

modo de oscilação relativo a este subsistema tem efeito sobre o modo instável, melhorando o seu amortecimento. A Tabela 6.12 apresenta os resultados quando o ganho inicial para o subsistema 4 é 20,0.

Tabela 6.12 - Posicionamento de Polos quando $K < M$ (topol. Proposta)

SUBSISTEMA	AUTO-VALORES		AJUSTES		
	DESEJADOS	POSICIONADOS	GANHO	C	D
2	$-0,7 \pm j6,9655$	$-0,6741 \pm j6,9071$	10,0508	0,0206	0,4764
3	$-0,3359 \pm j3,3430$	$-0,3363 \pm j3,3422$	9,8942	0,0596	0,8477
4	$-1,4388 \pm j14,3157$	$-1,4388 \pm j14,3153$	19,2070	0,0628	0,5983
5	$-0,6520 \pm j6,4871$	$-0,6611 \pm j6,4936$	10,0091	0,0628	0,5983
6	$-0,7378 \pm j7,3413$	$-0,7385 \pm j7,3428$	10,0717	0,0477	0,3682
9	$-0,9088 \pm j9,0421$	$-0,9088 \pm j9,0421$	9,9677	0,0158	0,7956
n.de iterações					9
tempo de CPU s					37,267
tolerância					0,2

Com os valores obtidos de ajuste para os parâmetros dos ESP's na Tabela 6.12 foi possível estabilizar o sistema. Os piores amortecimentos foram 0,0278 e 0,08. Assim fica comprovada novamente a eficiência da topologia proposta para o ESP em relação à topologia clássica, uma vez que a primeira permite um posicionamento mais efetivo dos modos instáveis ou pouco amortecidos, com valores de ganho menores e em menos iterações.

(b) Sinal derivado da Potência Elétrica

Como forma de comparar com os resultados obtidos nas Tabelas 6.9 e 6.12, adotou-se neste item a mesma seleção das máquinas a serem equipadas com ESP. O valor da constante de tempo de atraso T_4 é de 0,055 s, enquanto que o valor da constante de tempo T_2 é de 0,3 s. Com estes valores de T_2 e T_4 é fornecido um atraso de fase no primeiro estágio do ESP e um avanço de fase no segundo estágio.

Tabela 6.13 - Sinal Derivado da Pot. Elétrica

SUBSISTEMA	AUTO-VALORES		AJUSTES	
	DESEJADOS	POSICIONADOS	GANHO	AVANÇO
2	-0,7 ± J6,9655	-0,6035±J6,9706	0,44	0,058
3	-0,3359±J3,3430	-0,2541±J3,3429	0,4525	0,1078
4	-1,4388±J14,3157	-1,4301±J14,309	15,898	0,0535
5	-0,6520±J6,4871	-0,2189±J6,5099	0,4078	0,1286
6	-0,7378±J7,3569	-0,7059±J7,3569	0,2775	0,1335
9	-0,9088±J9,0421	-0,9088±J9,0421	0,5920	0,0510
N. DE ITERAÇÕES			7	
TEMPO DE CPU (S)			33,33	
TOLERANCIA			0,001	

Para os valores dos parâmetros dos ESP's da Tabela 6.13, as piores razões de amortecimento dos autovalores do sistema em malha fechada foram 0,0218; 0,0338; 0,075 e 0,0857. Como está apresentado na tabela 6.13 os modos instáveis relacionados às oscilações eletromecânicas são alocados em posições próximas às arbitradas inicialmente. Com os ajustes apresentados na tabela 6.13 também consegue-se melhorar as razões de amortecimento dos demais modos eletromecânicos, contudo, com estes ajustes, um determinado autovalor torna-se instável. A posição deste autovalor no semiplano direito varia quando é variado o valor da constante de tempo T2 do ESP. A Tabela 6.14 apresenta as variações destas posições para alguns valores de T2 arbitrados.

Tabela 6.14 - Variação da posição do autovalor instável com T2

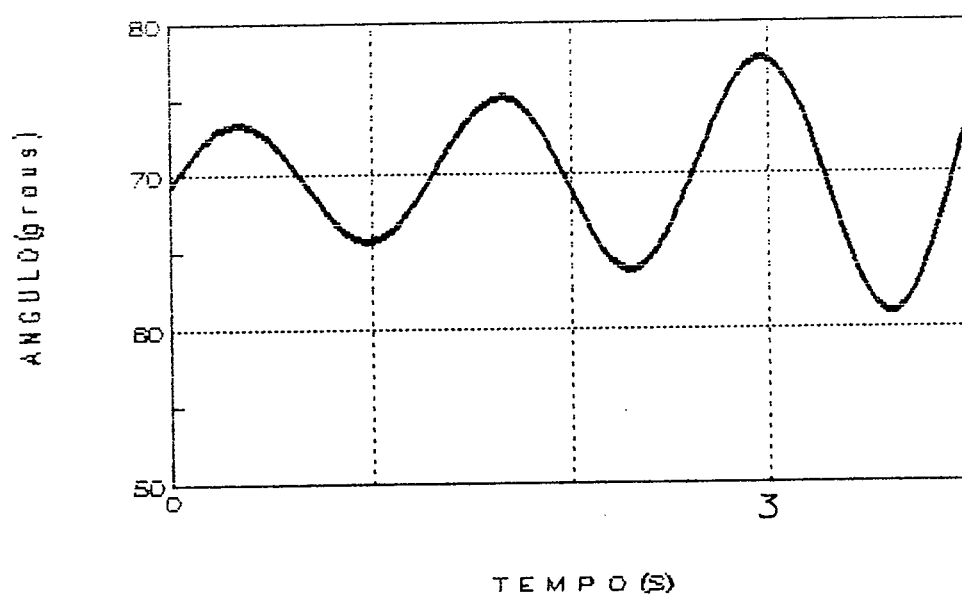
T2 (s)	Autovalores reais instáveis
2,0	0,2955 e 2,0577
1,0	0,1475 e 2,0570
0,3	1,9266

Diminuindo mais o valor da constante de tempo T2, o posicionamento dos polos desejados é prejudicado e o movimento do autovalor instável é mínimo, mesmo variando o valor do ganho inicial do ESP.

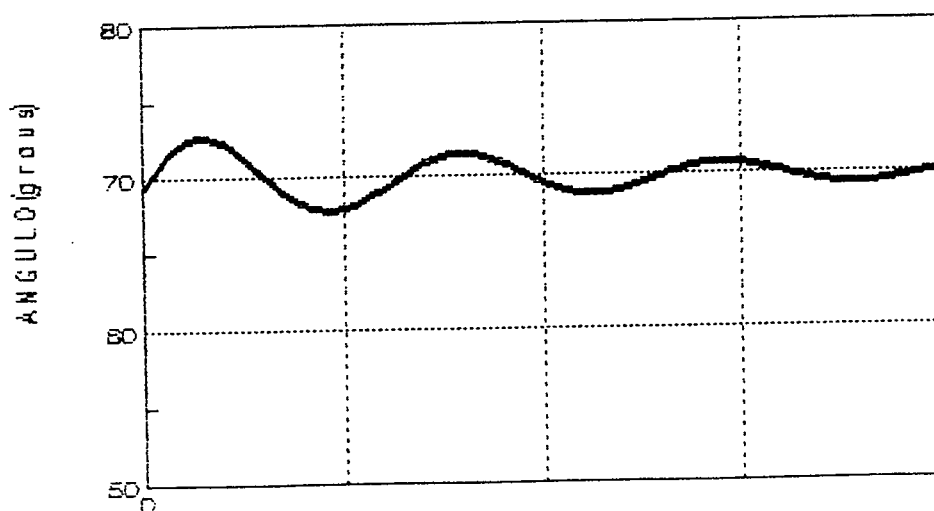
6.3 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NÃO-LINEARES NO TEMPO

6.3.1 - Sistema Máquina - Barra Infinita

Para este sistema [30], a perturbação considerada foi a aplicação de um curto trifásico na barra infinita durante 10 ms. A seguir, na Figura 6.5 (a,b e c) são apresentadas as simulações obtidas para este sistema em malha aberta e com sinal estabilizador derivado da velocidade e potência elétrica (estrutura clássica).



(a)



(b)

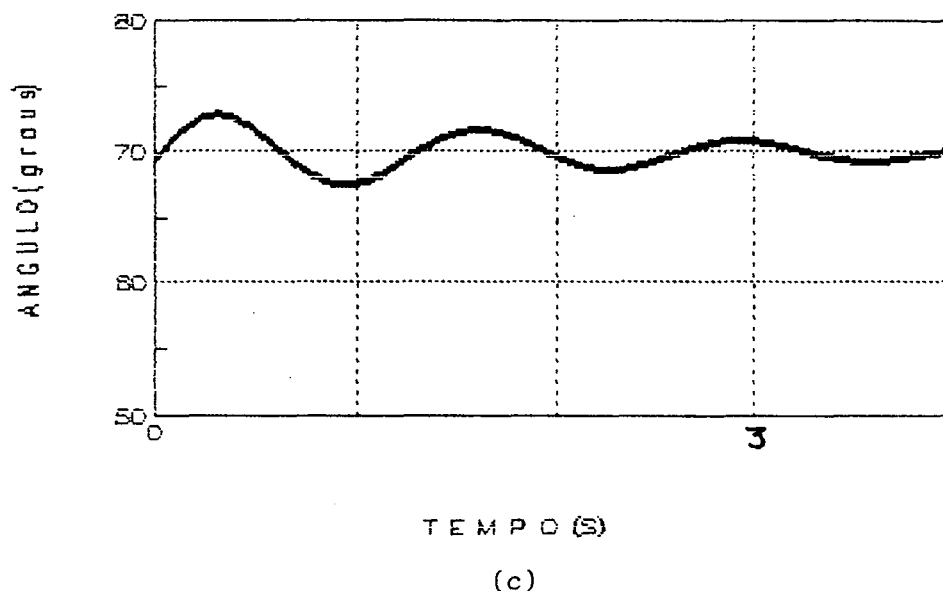


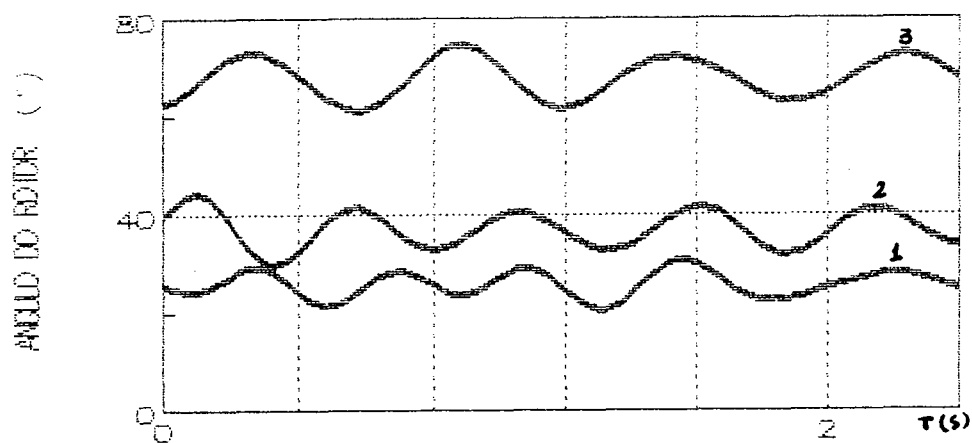
Figura 6.5 - Curva de Oscilação do ângulo do rotor após curto 3 ϕ

- (a) Máquina em MA ; (b) Máquina com ESP derivado da vel.
 (c) Máquina com ESP derivado da pot. elétrica

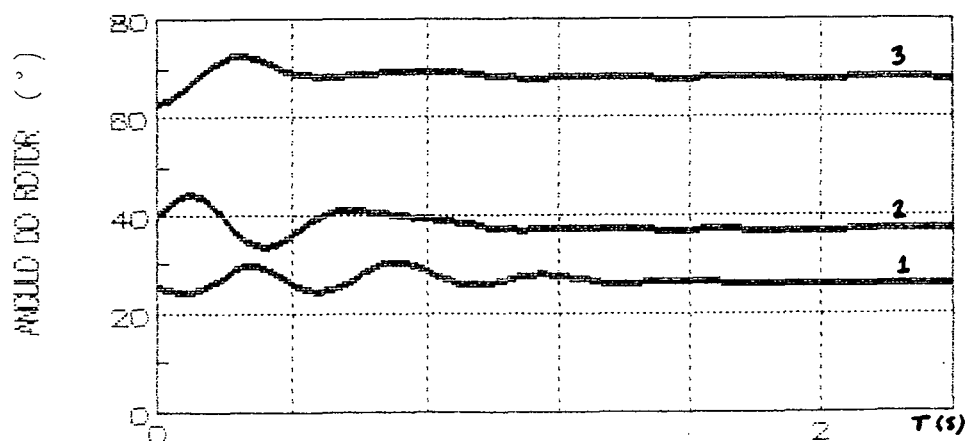
A Figura 6.5a indica que a oscilação do ângulo da máquina cresce com o tempo, quando da aplicação da referida perturbação. Com o ajuste para o ESP obtido pelo algoritmo (Tabela 6.4) consegue-se amortecer esta oscilação tanto no caso do ESP com sinal derivado da velocidade, quanto no caso do sinal derivado da potência elétrica, sendo que os dois ajustes obtidos apresentam um desempenho semelhante no tempo.

6.3.2 - Sistema Tres Máquinas - Barra Infinita [08]

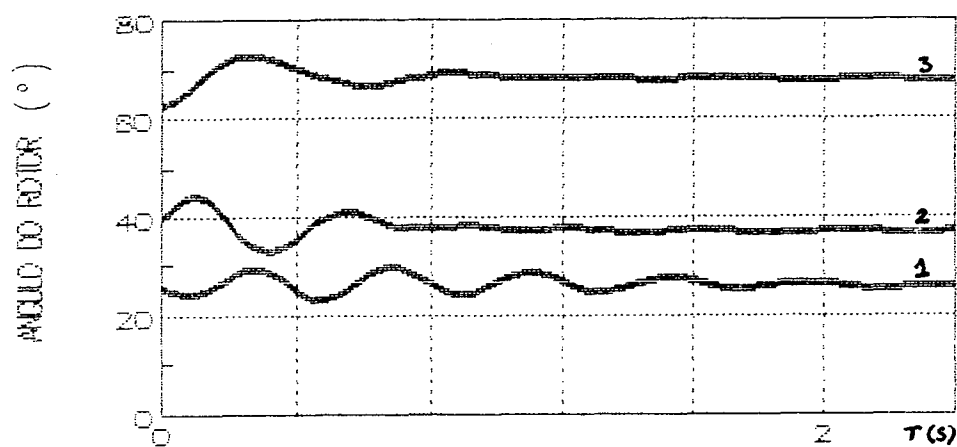
Para este sistema (Apêndice D) a perturbação considerada foi a aplicação de um curto trifásico na linha 2-3 por 40 ms, próximo da barra 2, seguido da abertura da linha. A Figura 6.6 apresenta as variações no ângulo no tempo, para os casos sem ESP, ESP com estrutura clássica (Tabela 6.5) e ESP com estrutura proposta (Tabelas 6.7 e 6.8).



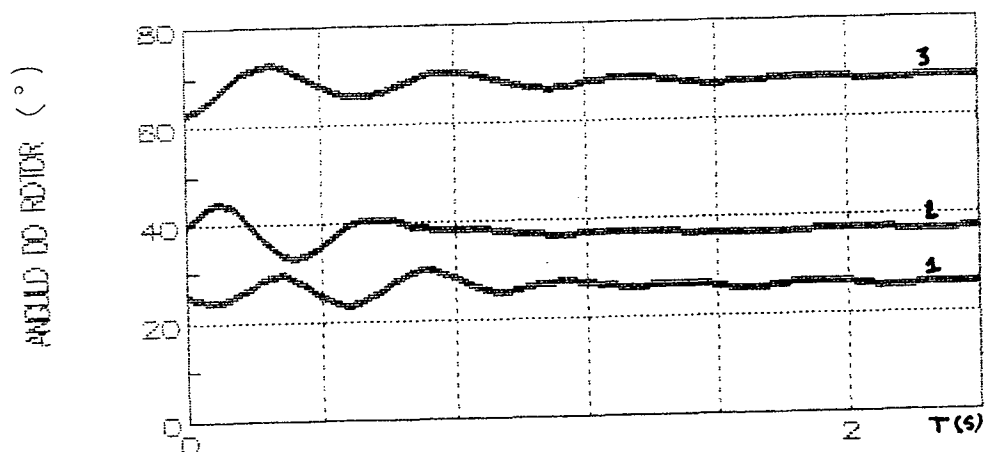
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.6 - Variação dos ângulos das máquinas após

curto 3ϕ seguido de abertura de linha

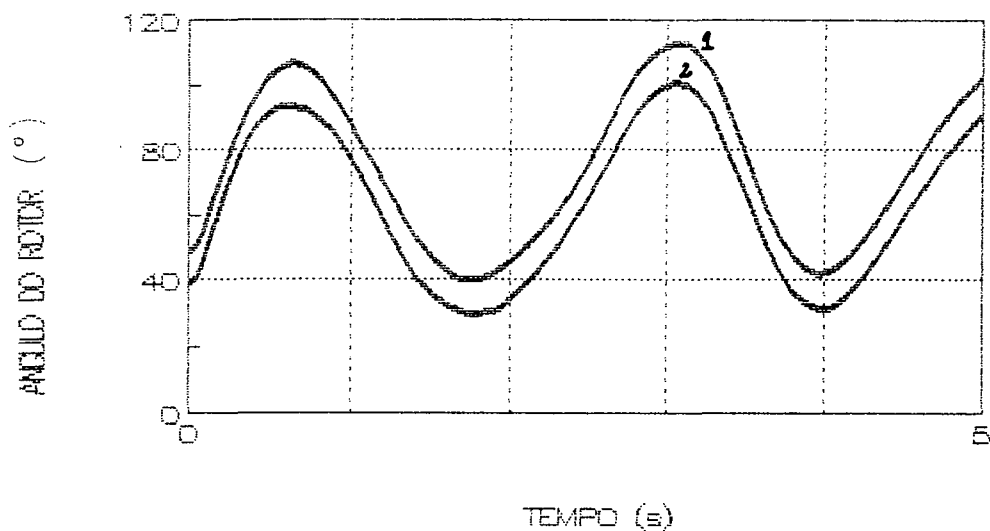
(a) Sistema em MA ; (b) Todas máquinas com ESP de estrutura clássica; (c) Todas máquinas com ESP de estrutura proposta com $k=5$. (d) Todas máquinas com ESP de estrutura proposta com $k=10$.

Como pode ser observado na Figura 6.6a o sistema apresentou-se oscilatório após a perturbação imposta, com algumas máquinas inclusive, apresentando as oscilações do ângulo crescentes com o tempo. Tanto o projeto do ESP clássico (Figura 6.6b), quanto o projeto do ESP com estrutura proposta (Figura 6.6c), forneceram amortecimento para estas oscilações. No caso do ESP com estrutura proposta, apesar do ajuste imposto, a curva de oscilação do ângulo da máquina 1 ficou menos amortecida do que no caso do ajuste para o ESP clássico. Contudo, ao se arbitrar um valor de ganho inicial maior para este ESP ($k=10.$), consegue-se melhorar o amortecimento desta curva, como mostra a Figura 6.6d.

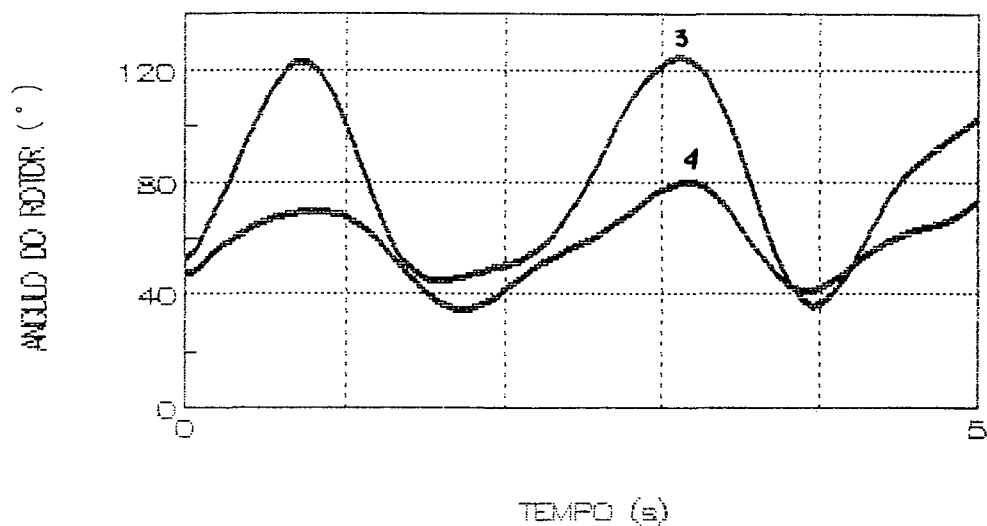
6.3.3 - Sistema Nove Máquinas - Barra Infinita [12]

A perturbação considerada para este sistema (Apêndice D) foi a retirada da linha 20-13 com a aplicação de um curto-circuito trifásico próximo à barra 20, durante 83 ms. A seguir serão apresentadas as curvas obtidas das variações dos ângulos dos rotores de todas as máquinas para os casos : (a) sem ESP , (b) ESP com estrutura clássica (Tabela 6.9) e (c) ESP com estrutura proposta (tabela 6.12).

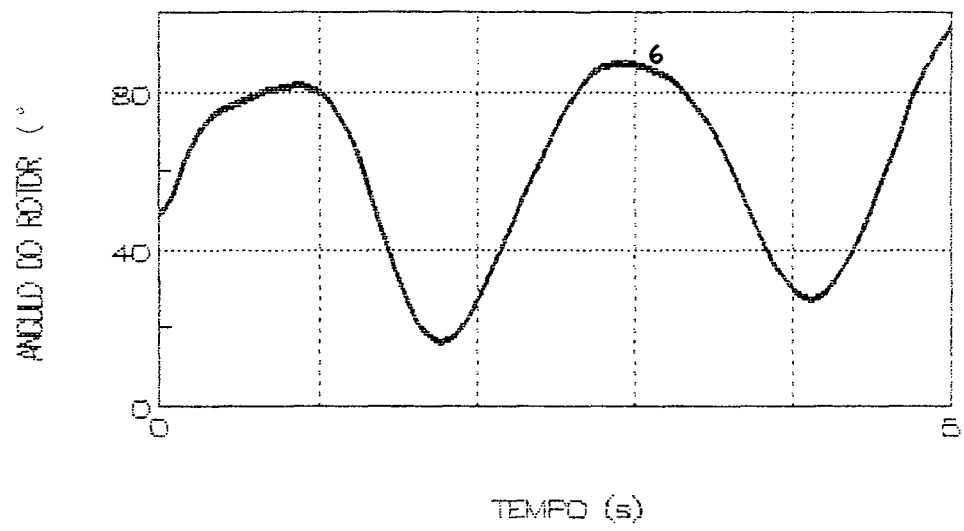
(a) Sistema sem ESP's (malha aberta)



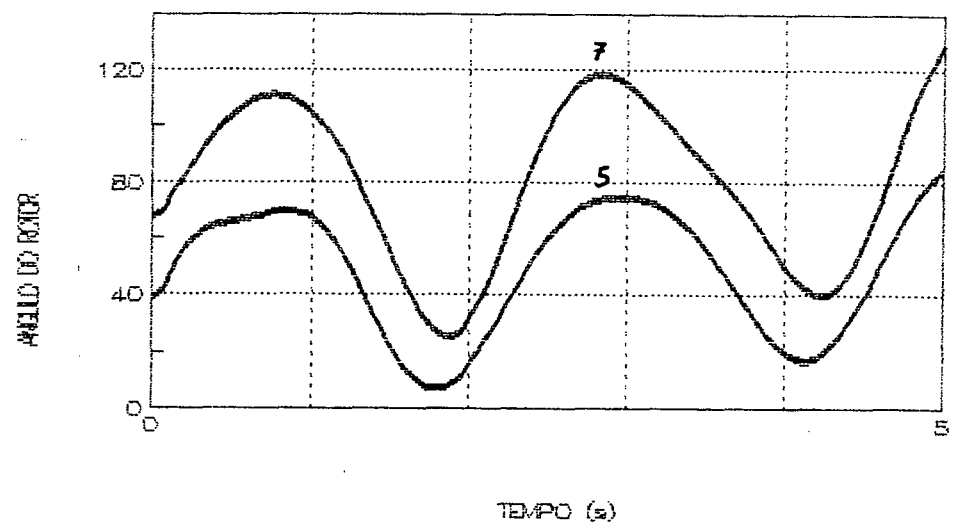
(a)



(b)



(c)



(d)

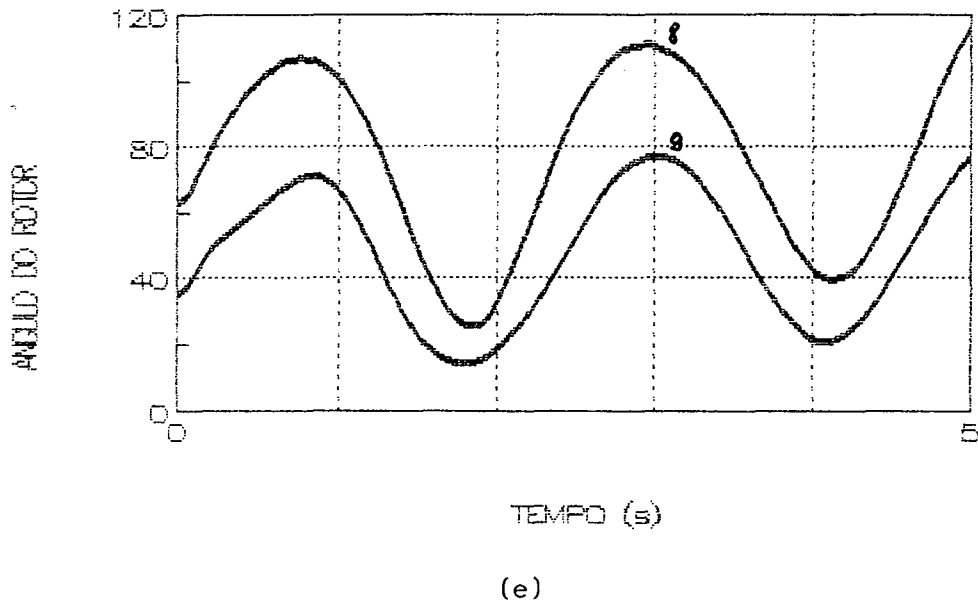


Figura 6.7 - Curvas de Oscilação dos ângulos do sistema em MA

após a aplicação da perturbação

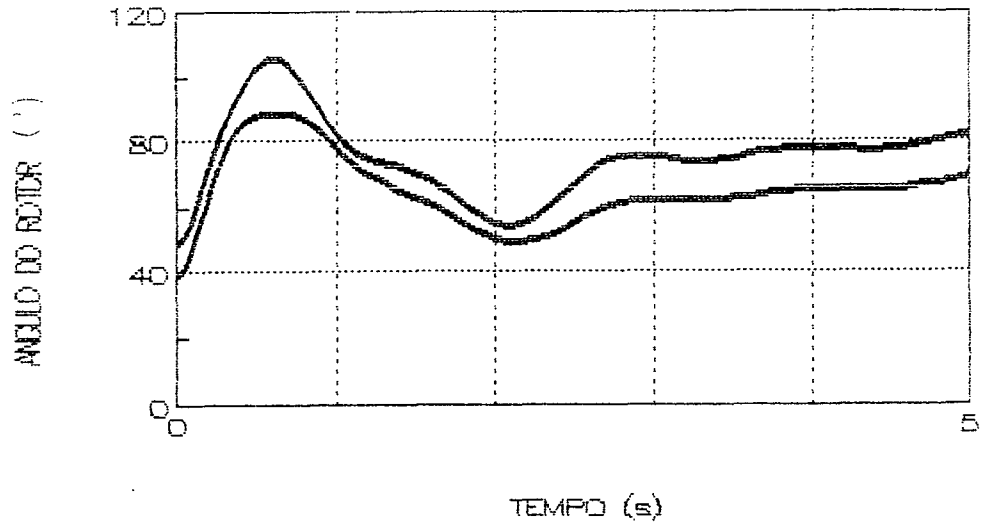
(a) Máqs. 1 e 2 ; (b) Máqs. 3 e 4 ; (c) Máquina 6 ;

(d) Máqs. 5 e 7 ; (e) Máqs. 8 e 9

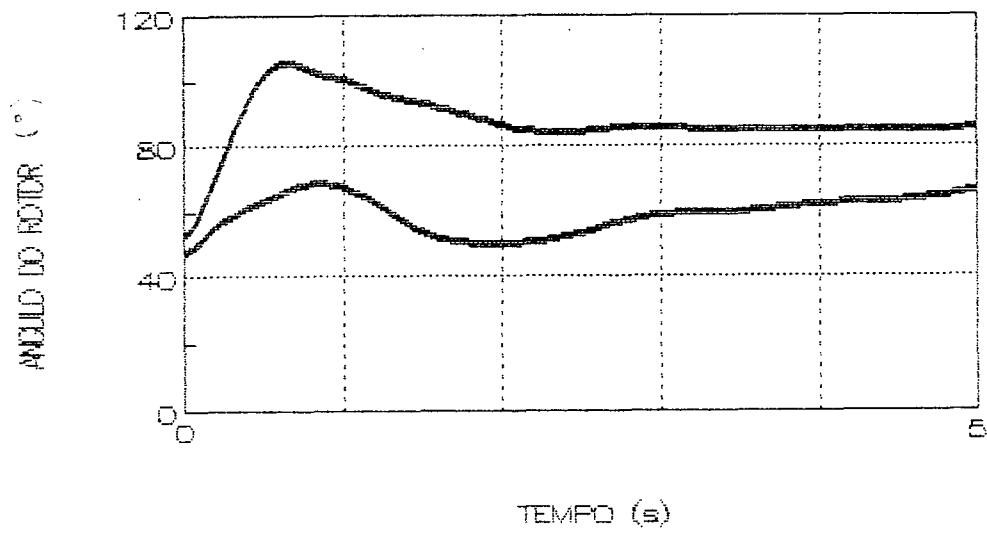
Como pode ser observado na Figura 6.7, o sistema em malha aberta apresenta-se instável, após a perturbação considerada. Isto pode ser comprovado pelas oscilações crescentes dos ângulos da maior parte das máquinas do sistema considerado.

(b) Sistema realimentado com ESP de estrutura clássica

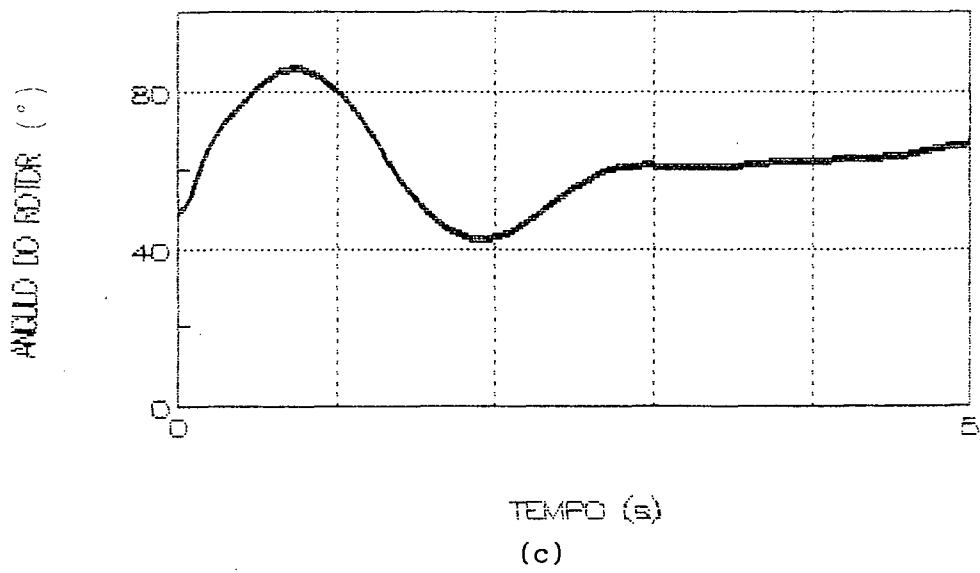
Neste caso considera-se as máquinas 2,3,4,5,6 e 9 equipadas com o ESP de estrutura clássica (função de transferência com dois estágios de avanço e atraso).



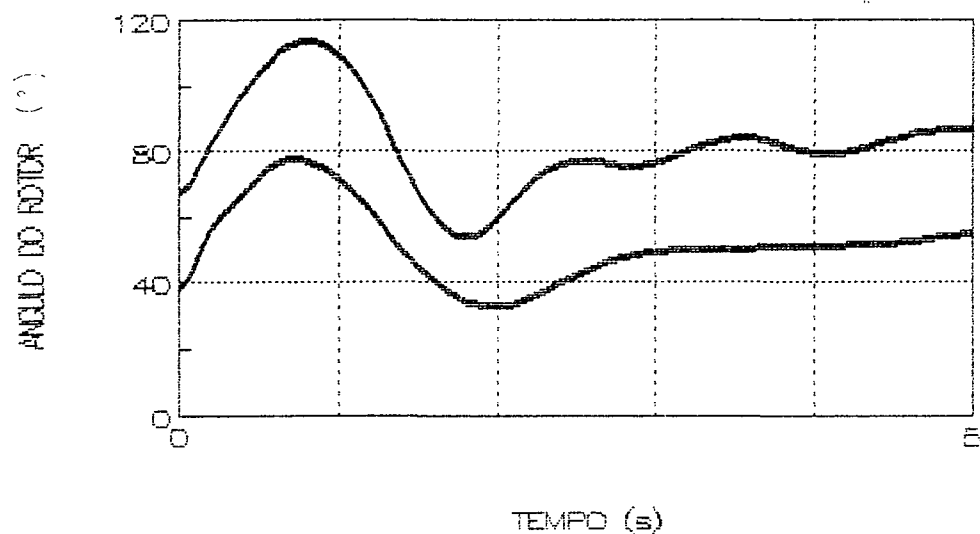
(a)



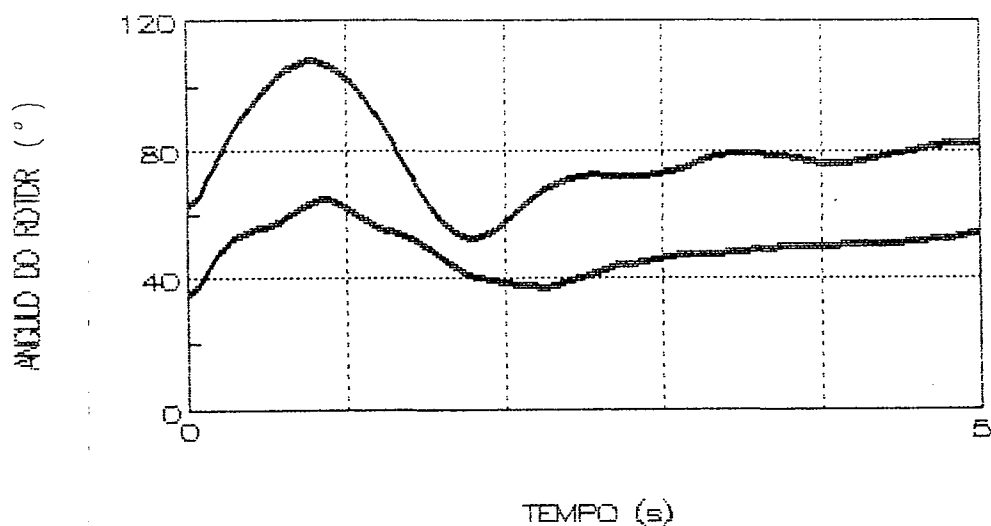
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 6.8 - Curvas de Oscilação para o sistema - com ESP

derivado da velocidade e com estrutura clássica

(a) Máqs. 1 e 2 ; (b) Máqs. 3 e 4 ; (c) Máquina 6 ;

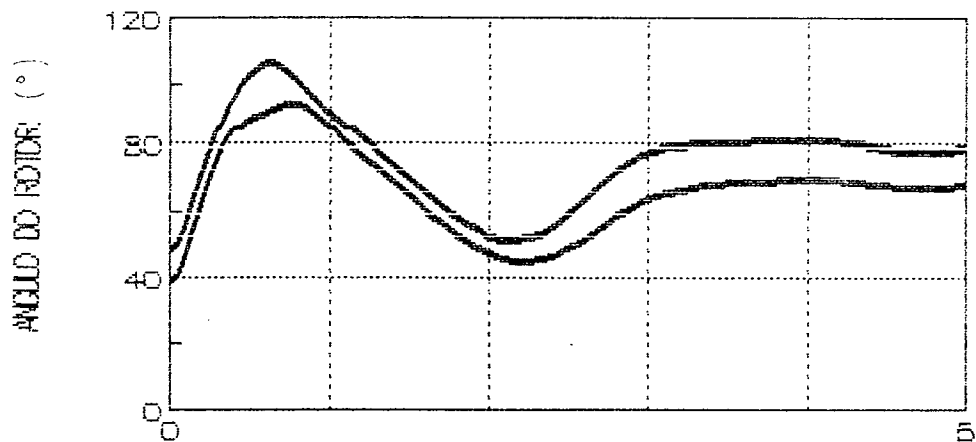
(d) Máqs. 5 e 7 ; (e) Máqs. 8 e 9.

Analisando a Figura 6.8 comprova-se a eficiência do ajuste obtido para o ESP com estrutura convencional (Tabela 6.9). Através do projeto do ESP com dois estágios de avanço-atraso, colocados em apenas seis máquinas do sistema,

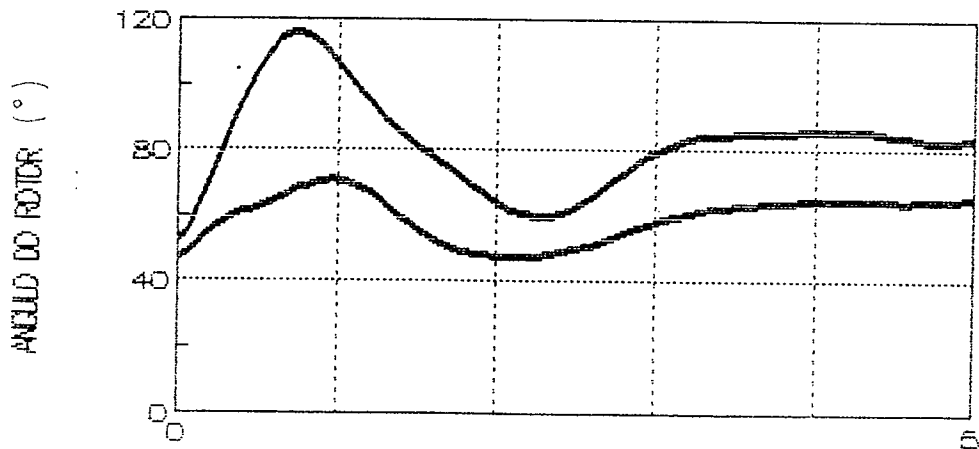
consegue-se amortecer as oscilações dos ângulos de todas as máquinas do sistema. Para se observar o amortecimento maior destas oscilações, seria necessário aumentar o tempo de simulação, o que não é possível em função da limitação de número de pontos, imposta pelo programa utilizado para a simulação não-linear, MULTSTAB [40].

(c) Sistema realimentado com ESP de estrutura proposta

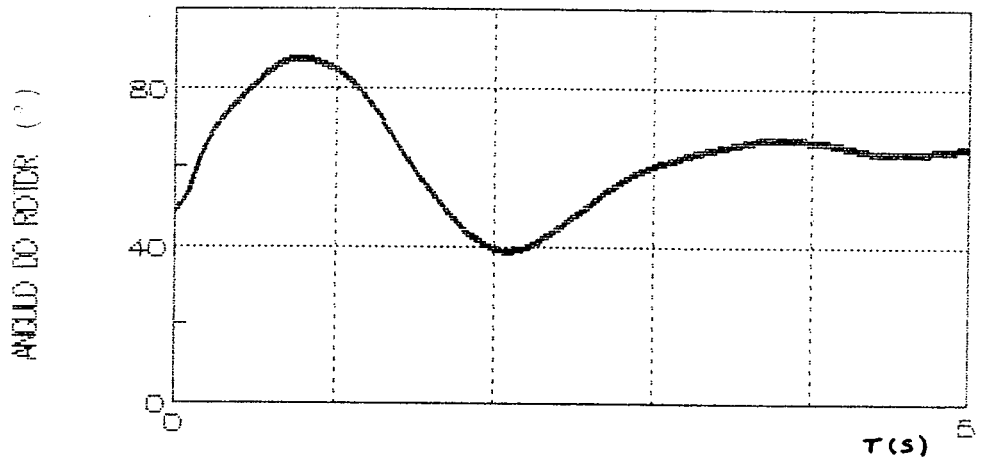
Da mesma forma que o item (b), somente as máquinas 2,3,4,5,6 e 9 são equipadas com ESP com estrutura proposta (função de transferência com numerador quadrático).



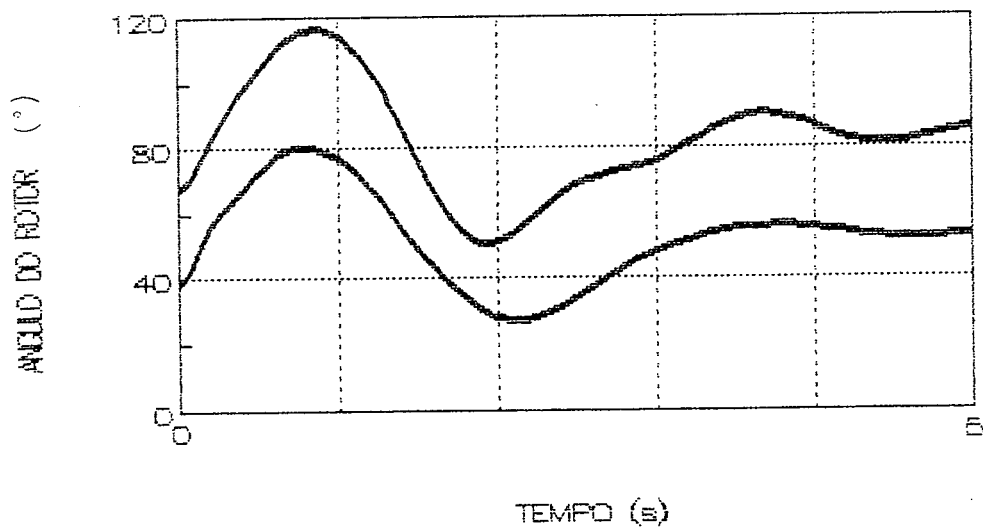
TEMPO (s)
(a)



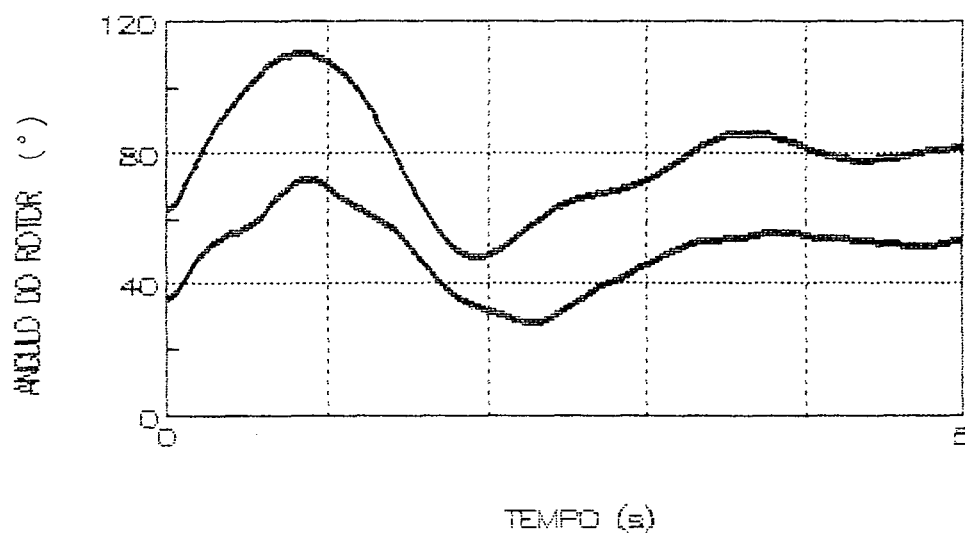
TEMPO (s)
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 6.9 - Curvas de Oscilação para o sistema - com ESP

derivado da velocidade e com estrutura proposta

- (a) Máqs. 1 e 2 ; (b) Máqs. 3 e 4 ; (c) Máquina 6 ;
 (d) Máqs. 5 e 7 ; (e) Máqs. 8 e 9.

A Figura 6.9 confirma a eficiência do ajuste obtido para o ESP com função de transferência com numerador quadrático (estrutura proposta), com o qual foi possível fornecer amortecimento às máquinas do sistema, melhorando o amortecimento das oscilações dos ângulos de todas as máquinas. Como no item (b), não foi possível aumentar o tempo de simulação por causa da limitação do programa para simulação não-linear, MULSTAB [40].

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

Os resultados apresentados no capítulo VI mostram que o método de Posicionamento de Pólos para projeto de Estabilizadores de Sistema de Potência (ESP), via realimentação da saída, objeto desta dissertação, é eficiente e apresenta bom desempenho. Nos casos pesquisados conseguiu-se estabilizar sistemas instáveis. Como o modelo adotado para o Sistema Elétrico de Potência é linear, os ESP's assim projetados foram validados através de simulações não-lineares.

Em especial a estrutura proposta para a função de transferência do sinal estabilizador, com numerador quadrático, exibiu os melhores resultados. Esta estrutura proporciona um grau de liberdade no projeto do ESP que é aproveitado, através do método utilizado para cálculo dos parâmetros (técnicas de Projeções Ortogonais), para se determinar ajustes que apresentem desvios mínimos com respeito a uma solução previamente proposta. Consegue-se assim uma grande flexibilidade no projeto do ESP, que se reflete tanto na possibilidade de se posicionar inicialmente os zeros do ESP (reais ou complexos), quanto na facilidade de se obter ganhos para o ESP próximos dos valores arbitrados inicialmente.

Além disso, para sistemas onde não é necessário um Estabilizador para cada máquina, o método permite a determinação dos ajustes para os ESP's existentes, que levam a estabilização do sistema, se esta for possível. É somente necessário o conhecimento prévio da seleção das máquinas a serem equipadas com estabilizador.

Com relação ao sinal estabilizador derivado da Potência Elétrica, como pôde ser observado no capítulo de resultados, verifica-se que o mesmo apresenta algumas vantagens em relação ao sinal derivado da velocidade, tais como:

- Os valores de ganho dos ESP's obtidos para este sinal ficaram bem abaixo dos valores obtidos para o sinal estabilizador derivado da velocidade (tanto para o ESP com numerador quadrático, quanto para o ESP com estrutura clássica). Isto é válido para o caso máquina-barra infinita e para o caso multimáquinas;

- O posicionamento dos polos desejados foi obtido com a mesma eficiência do ESP com sinal derivado da velocidade, em menor número de iterações, não necessitando dos consideráveis valores de avanço de fase necessários para o caso de sinal estabilizador derivado da velocidade.

Finalmente, detectou-se ao longo do trabalho que alguns pontos merecem uma melhor investigação.

- i) Ficou caracterizado em função da técnica utilizada (Projeções Ortogonais) na resolução do sistema de equações (caso da estrutura do ESP com numerador quadrático), a importância da localização inicial mais adequada para o zero do ESP (valores iniciais de c e d). Assim, seria importante se dispor de resultados que orientassem o melhor posicionamento do zero do ESP, para o caso multivariável, de modo que o esforço de controle seja minimizado;

- ii) É necessário que a determinação da correlação entre os modos eletro-mecânicos e os subsistemas correspondentes seja feita de maneira mais rigorosa, utilizando por exemplo, da análise residual dos fatores de participação [02];

iii) A seleção das máquinas a serem equipadas com Estabilizador, deve ser feita através de técnicas como: análise dos resíduos da função de transferência [02], [07], ou mesmo através dos fatores de participação [09].

iv) O Sinal Estabilizador derivado da Potência Elétrica deve ser melhor investigado, no sentido de se evitar que no posicionamento dos pólos relacionados às oscilações eletro-mecânicas, alguns auto-valores reais da matriz de estado aumentada se desloquem no sentido de se tornarem instáveis [35].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] DeMello, F. P. ; Concordia, C., " Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control", IEEE Trans. on PAS, Vol. 88, pp 316-329, April 1969.
- [02] DeMello, F. P. ; Nolan, P. J. ; Laskowski, T. F. ; Undrill, J. M., "Coordinated Application of Stabilizers in Multimachine Power Systems", IEEE Trans. on PAS, Vol. 99 , N^o3, pp 892-981, May/june 1980.
- [03] Larsen, E. V. ; Swann, D. A., "Applying Power System Stabilizers Parts : I - II - III", IEEE Trans. on PAS, Vol. 100, N^o6, pp 3017-3046, june 1981.
- [04] Moussa, H.; Yu, Y. N., "Dynamic Interaction Of Multimachine Power Systems and Excitation Control", IEEE Trans. on PAS, Vol. 93, N^o4, pp 1150-1158, July/August 1974.
- [05] Flemming, R. J.; Mohan, M. A.; Parvatisam, K., "Selection of Parameters of Stabilizers in Multimachine Power System", IEEE Trans. on PAS, Vol. 100, N^o 5, pp 2329-2333, May 1981.
- [06] Gooi, H. B.; Hill, E. F.; Mobarak, M. A.; Thorne, D. H.; Lee, T. H.; "Coordinated Multimachine Stabilizer Settings Without Eigenvalue Drift", IEEE Trans. on PAS, Vol. 100, N^o 8, pp 3879-3887, August 1981.

- [07] Arcidiacono, V.; Ferrari, E.; Marconato, R.; Dos Galli, J.; Grandez, D., "Evaluation and Improvement of Electromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue-Eigenvector Analysis - Pratical Results in the Central Peru Systems", IEEE Trans. on PAS, Vol. 99, N^o 2, pp 769-778, March/April 1980.

- [08] Lefebvre, S., "Tuning of Stabilizers in Multimachine Power Systems", IEEE Trans. on PAS, Vol. 102, N^o 2, pp 290-299, February 1983.

- [09] Perez-Arriaga, F. J.; Verghesse, G. C.; Schweppe, P. C., "Selective Modal Analysis With Applications to Electric Power Systems, Parts I e II", IEEE Trans. on PAS, Vol. 101, N^o 9, pp 3117-3134, September 1982.

- [10] Abdalla, D. H.; Hassan, S. A.; Tweig, N. T., "Coordinated Stabilization of a Multimachine Power System", IEEE Trans. on PAS, Vol. 103, N^o 3, pp 483-494, March 1984.

- [11] Castro, J. C.; Catão, M. D.; Doraiswani, R., "Identification of the Generation Unit to be Equipped With Stabilizers in Multimachine Power System", IFAC, Symp. on Planning Operations of Electric Energy Systems, Rio de Janeiro, Brasil, pp 335-339, 1985.

- [12] Xu, M.; Lu, Q., "A New Stabilizer Design Technique for Multimachine Power Systems", Electric Power System Research, Vol. 15, N^o 2, pp 89-97, 1988.

- [13] Abe, S.; Doi, A., "A New Power System Stabilizer Synthesis in Multimachine Power System", IEEE Trans. on PAS, Vol. 102, N^o12, pp 3910-3918, December 1983.

- [14] Silva, M.; Silveira, A.; Castro, M. A., "Uma Técnica Modal para Determinação dos Parâmetros de um Estabilizador de Sistema de Potência", 7^o CBA, ITA, São José dos Campos SP, 1987.

- [15] Lim, C. M.; Elangovan, S., "Design of Stabilizers in Multimachine Power Systems", IEE Proc., Vol. 132, Pt C, N^o3, pp 146-153, May 1985.

- [16] Elangovan, S.; Lim, C. M., "Efficient Pole Assignment Method for Designing Stabilizers in Multimachine Power Systems", IEE Proc., Vol. 134, Pt C, N^o 6, pp 383-384, November 1987.

- [17] Wang, Shih-ho; Davison, E. J., "On the Stabilization of Decentralized Control Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, N^o5, pp 473-478, october 1973.

- [18] Martins, N.; Lima, L. T. G., "Determination of Suitable Locations for Power System Stabilizers and Static Var Compensators for Damping Electromechanical Oscillations in Large Scale Power Systems", IEEE Trans. on PAS, vol 5, N^o 4, pp 1455-1469, November 1990.

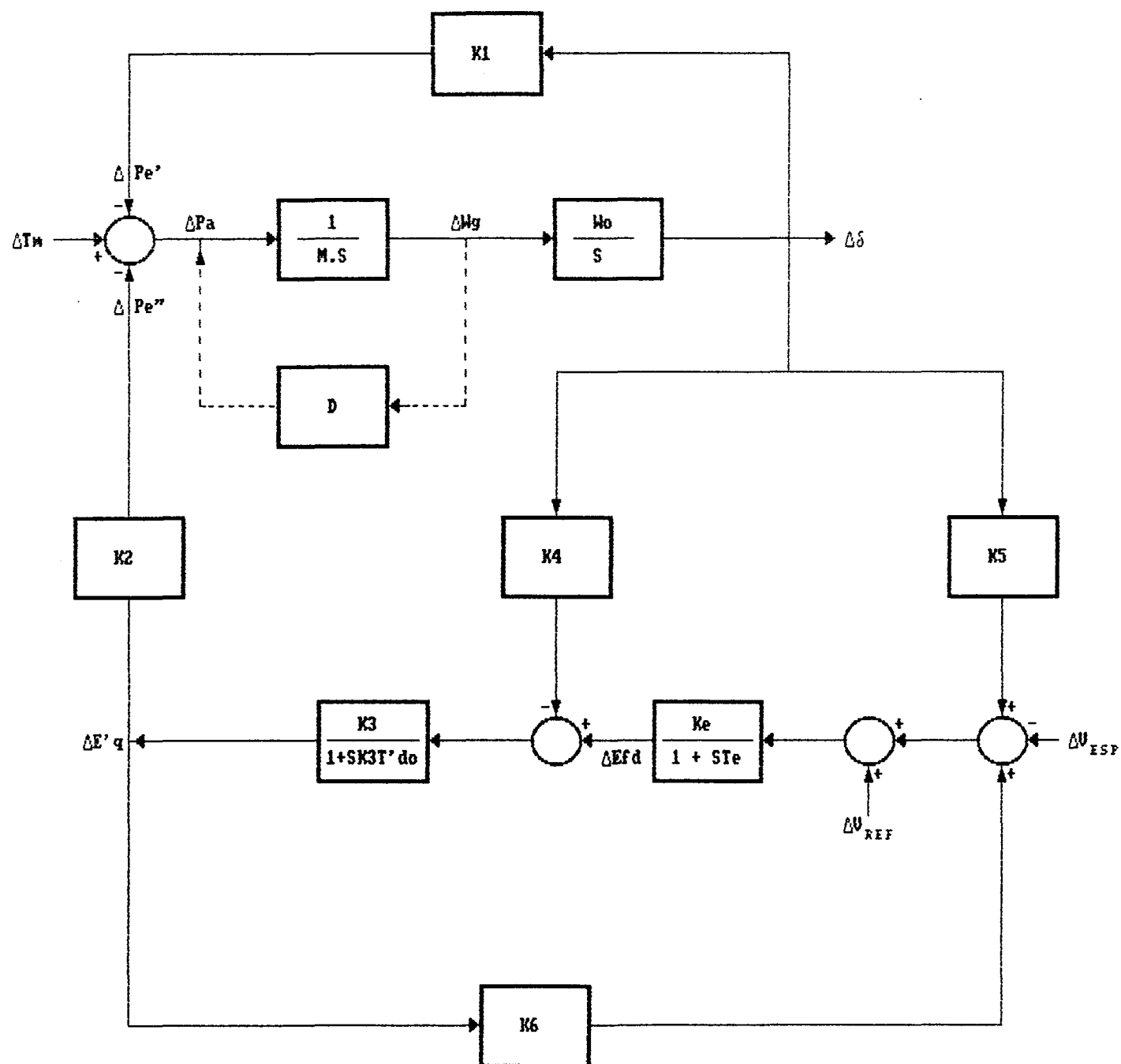
- [19] Young, C. C., "The Synchronous Machine", IEEE Tutorial Course, Modern concepts of Power System Dynamics, pp 11-24, March 1970.

- [20] Lee, D. C.; Beaulieu, R. E.; Service, J. R. R., "A Power System Stabilizer Using Speed and Electrical Power Inputs - Design and Field Experience", IEEE Trans. on PAS, Vol. 100, N^o 9, pp 4151-4157, September 1981.
- [21] Chen, C. T., "Linear System Theory and Design", 1984.
- [22] Fontes, A. B., "Desenvolvimento e Implementação de Algoritmos Numericamente Estáveis para Posicionamento de Pólos por Realimentação de Estados em Sistemas Lineares Multivariáveis", Tese de Mestrado, UFSC, 1988.
- [23] Demello, F. P.; Hanett, L. N.; Undrill, J. M., "Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power", IEEE Trans. on PAS, Vol. 97, N^o 5, pp 1515-1522, Sept/Oct 1978.
- [24] Martins, N., "Efficient Eigenvalue and Frequency Response Methods Applied to Power System Small-Signal Stability Studies", IEEE Trans. on PS, Vol. PWRS-1, N^o 1, pp 217-225, February 1986.
- [25] Keränen, T.; Kelo, T., "On the Effect of Power System Stabilizers on Inter-Area Oscillations", CIGRE, IFAC, Symposium 39-83, pp 1-5, Florence 1983.
- [26] Bayne, J. P.; Lee, D. C.; Watson, W., "A Power System Stabilizer for Thermal Units Based on Derivation of Accelerating Power", IEEE Trans. on PAS, Vol. 96, pp 1777-1783, Nov/Dec 1977.

- [27] Anderson, P. M.; Fouad, A. A., "Power System Control And Stability", The Iowa State University Press, Volume 1, 1^a edição, 1977.
- [28] Stephan, R. M., "Sinais Estabilizadores em Reguladores de Tensão de Geradores Síncronos", Tese de Mestrado, COPPE, RJ, 1980.
- [29] Davison, E. J., "On Pole Assignment in Linear Systems with Incomplete State Feedback", IEEE Trans., AC-15, pp. 348-351, June 1970.
- [30] Yu, y. , " Electric Power System Dynamics", Academic Press, 1983.
- [31] Stewart, G. W. , "On the perturbation of pseudo-inverses, projection and linear least squares problems", SIAM REVIEW, Vol. 19, N^o 4, October 1977.
- [32] Lawson, C. L.; Hansen, R. J. , "Solving least squares problems", ed Prentice Hall, 1974.
- [33] Greub, W. H. , " Linear Algebra", Springer-Verlag New York Inc, 3^a edição, 1967.
- [34] Golub, G. H. ; Van Loan, C. F. , "Matrix Computations", North Oxford Academic, 1983.
- [35] Martins, N. ; Lima, L. T. G. , "Eigenvalue and frequency domain analysis of small signal electromechanical stability problems", IEEE Eigenanalysis and Frequency Domain Methods for System Dynamic Perfomance, 1989.

- [36] Chow, J. H. ; Sanchez-Gasca, J. J., "Pole-Placement Design of Power System Stabilizers", IEEE Trans. on PAS, Vol. 4, N^o1, pp 271-277, February 1989.
- [37] Pearson, J. B. ; Ding, C. Y. , "Compensator Design for Multivariable Linear Systems", IEEE on Automatic Control, Vol. AC-14, N^o2, April, 1969.
- [38] Patel, R. V. ; Munro, N. , "Multivariable System Theory and Design", Pergamon Press, 1982.
- [39] Brasch, F. M. ; Pearson, J. B. , "Pole Placement Using Dynamic Compensators", IEEE trans. Automatic Control, Vol AC-15, pp 34-43, February 1970.
- [40] , MULTSTAB - Programa para análise não-linear da Estabilidade de Sistemas de Potência Multimáquinas - Manual do Usuário, UFSC / GSP / LABSPOT , 1990.
- [41] Sacks, R. , "On the Decentralized Control of Interconnected Dynamical Systems", IEEE trans. on Automatic Control, Vol AC-24, N^o 2, pp 269 - 271, April 1979.
- [42] Corfmat, J. P. ; Morse, A. S. , "Decentralized Control of Linear Multivariable Systems", Automatica, Vol. 12, pp 479-495, 1976.

APENDICE A MODELO DE HEFFRON-PHILLIPS



APÊNDICE B

MODELO MATEMÁTICO POR VARIÁVEIS DE ESTADO

Neste apêndice são apresentados o desenvolvimento das equações que representam a máquina síncrona e o controlador em função das suas variáveis de estado, obtidas através do modelo de Heffron-Phillips. O apêndice é dividido em parte B.1, onde é apresentado o desenvolvimento para a máquina síncrona, considerando o modelo II (tres variáveis de estado para a máquina + uma variável de estado para o sistema de excitação); e a parte B.2 onde é apresentado o desenvolvimento para o controlador adotado. Este controlador apresenta dois estágios de avanço-atraso, não sendo considerado o estágio wash-out no projeto do controlador, resultando então em duas variáveis de estado.

B.1 - MÁQUINA SÍNCRONA

As equações desenvolvidas a seguir são função de se considerar as seguintes variáveis de estado :

$X1 = \Delta\delta =$ ângulo do rotor da máquina

$X2 = \Delta\omega =$ velocidade do rotor da máquina

$X3 = \Delta E'q =$ tensão proporcional ao fluxo concatenado do campo

$X4 = \Delta E_{fd} =$ tensão de campo

ÂNGULO DO ROTOR

$$\delta = \frac{W_o \cdot W_g}{S}$$

fazendo $\delta \cdot S = \dot{\delta}$, temos :

$$\dot{\delta} = W_o \cdot W_g \quad (B.1)$$

VELOCIDADE DO ROTOR

$$W_g = \frac{(T_m - T_e)}{M \cdot S + D}$$

onde : D é o amortecimento intrínseco da máquina,

S é o operador transformada de laplace

desenvolvendo a expressão acima, temos :

$$W_g \cdot (M \cdot S + D) = T_m - T_e$$

o que fornece a seguinte expressão :

$$W_g \cdot M = T_m - T_e - W_g \cdot D$$

como $T_e = k_1 \cdot \delta + k_2 \cdot E'q$ e isolando W_g , a expressão acima fica :

$$W_g = \frac{-D \cdot W_g}{M} - \frac{k_1 \cdot \delta}{M} - \frac{k_2 \cdot E'q}{M} + \frac{T_m}{M} \quad (B.2)$$

TENSÃO PROPORCIONAL AO FLUXO CONCATENADO DE CAMPO

$$E'q = \frac{k_3 \cdot (E_{fd} - k_4 \cdot \delta)}{1 + S \cdot k_3 \cdot T'_{do}}$$

desenvolvendo a expressão acima, temos :

$$E'q + E'q \cdot k_3 \cdot T'_{do} = k_3 \cdot (E_{fd} - k_4 \cdot \delta)$$

isolando $E'q$ obtemos :

$$E'q = \frac{-k_4 \cdot \delta}{T'_{do}} - \frac{E'q}{k_3 \cdot T'_{do}} + \frac{E_{fd}}{T'_{do}} \quad (B.3)$$

TENSÃO DE CAMPO

$$E_{fd} = \frac{k_e}{1 + S \cdot T_e} \cdot (-k_5 \cdot \delta - k_6 \cdot E'q + V_{ref})$$

desenvolvendo a expressão anterior, temos :

$$E_{fd} \cdot (1 + S \cdot T_e) = -k_5 \cdot k_e \cdot \delta = k_e \cdot k_6 \cdot E' q + k_e \cdot V_{ref}$$

isolando E_{fd} , obtemos :

$$E_{fd} = \frac{-k_5 \cdot k_e \cdot \delta}{T_e} - \frac{k_e \cdot k_6 \cdot E' q}{T_e} - \frac{E_{fd}}{T_e} + \frac{k_e \cdot V_{ref}}{T_e} \quad (B.4)$$

B.2 - CONTROLADOR COM TOPOLOGIA CLÁSSICA (ESP)

A topologia adotada para o controlador é mostrada na figura B.1 a seguir. Considera-se um controlador de segunda ordem, com o valor da constante de tempo de atraso pré-especificado.

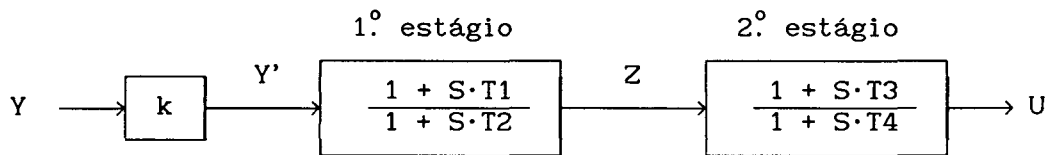


Figura B.1 - Controlador de 2ª Ordem

Da figura B.1 obtemos a função de transferência do controlador :

$$F(S) = \frac{U(S)}{Y(S)} = \frac{k \cdot (1 + S \cdot T_1) \cdot (1 + S \cdot T_3)}{(1 + S \cdot T_2) \cdot (1 + S \cdot T_4)}$$

Analisando o 1.º estágio do controlador da figura B.1 obtemos a seguinte expressão :

$$\frac{Z}{Y'} = \frac{1 + S \cdot T_1}{1 + S \cdot T_2}$$

que é equivalente a :

$$\frac{Z}{Y'} = \left[\frac{T_1}{T_2} + \frac{1 - \frac{T_1}{T_2}}{1 + S \cdot T_2} \right] \quad (\text{B.5})$$

isolando a variável Z na expressão (B.5), temos :

$$Z = \frac{T_1}{T_2} \cdot Y' + \frac{1 - \frac{T_1}{T_2}}{1 + S \cdot T_2} \cdot Y' \quad (\text{B.6})$$

$$\text{chamando } Z_1 = \frac{1 - \frac{T_1}{T_2}}{1 + S \cdot T_2} \cdot Y' \quad (\text{B.7})$$

$$\text{a expressão (B.6) fica : } Z = \frac{T_1}{T_2} \cdot Y' + Z_1$$

$$\text{onde } Y' = k \cdot Y, \text{ portanto } Z = Z_1 + k \cdot \frac{T_1}{T_2} \cdot Y \quad (\text{B.8})$$

desenvolvendo a expressão (B.7) e isolando \dot{Z}_1 ($S \cdot Z_1$), temos :

$$\dot{Z}_1 = \frac{-1}{T_2} \cdot Z_1 + \frac{1}{T_2} \cdot \left(1 - \frac{T_1}{T_2}\right) \cdot k \cdot Y \quad (\text{B.9})$$

Considerando agora o 2.º estágio do controlador, temos :

$$\frac{U}{Z} = \frac{1 + S \cdot T_3}{1 + S \cdot T_4}$$

da mesma forma como foi feito anteriormente, a expressão acima pode ser reescrita como é mostrado a seguir :

$$\frac{U}{Z} = \frac{T_3}{T_4} + \frac{1 - \frac{T_3}{T_4}}{1 + S \cdot T_4}$$

isolando u na expressão anterior , temos :

$$U = \frac{T_3}{T_4} \cdot Z + \frac{1 - \frac{T_3}{T_4}}{1 + S \cdot T_4} \cdot Z \quad (\text{B.10})$$

$$\text{definindo} \quad Z_2 = \frac{1 - \frac{T_3}{T_4}}{1 + S \cdot T_4} \cdot Z \quad (\text{B.11})$$

$$\text{a expressão (B.10) fica : } U = \frac{T_3}{T_4} \cdot Z + Z_2 \quad (\text{B.12})$$

desenvolvendo a expressão (B.11) , obtemos :

$$\dot{Z}_2 = \frac{-1}{T_4} \cdot Z_2 + \frac{1}{T_4} \cdot \left[1 - \frac{T_3}{T_4} \right] \cdot Z \quad (\text{B.13})$$

substituindo a expressão (B.8) na expressão (B.13), temos :

$$\dot{Z}_2 = \frac{-1}{T_4} \cdot Z_2 + \frac{1}{T_4} \cdot \left[1 - \frac{T_3}{T_4} \right] \cdot \left[Z_1 + k \cdot \frac{T_1}{T_2} \cdot Y \right]$$

o que resulta na expressão de \dot{Z}_2

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{T_4} \cdot \left[1 - \frac{T_3}{T_4} \right] \cdot Z_1 - \frac{1}{T_4} \cdot Z_2 + \frac{T_1}{T_2 \cdot T_4} \cdot \left[1 - \frac{T_3}{T_4} \right] \cdot k \cdot Y \quad (\text{B.14})$$

substituindo agora a expressão (B.8) na expressão (B.12) temos :

$$U = \frac{T_3}{T_4} \cdot \left[Z_1 + \frac{k \cdot T_1}{T_2} \cdot Y \right] + Z_2$$

resultando na expressão (B.15) a seguir :

$$U = \frac{T_3}{T_4} \cdot Z_1 + Z_2 + \frac{T_1 \cdot T_3}{T_2 \cdot T_4} \cdot k \cdot Y \quad (\text{B.15})$$

B.3 - CONTROLADOR COM NUMERADOR QUADRÁTICO

A topologia proposta para o controlador é representada na figura B.2 a seguir :

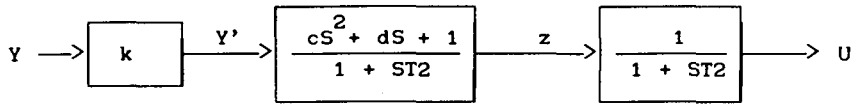


Figura B.2 - Diagrama em Blocos da nova topologia

Desenvolvendo inicialmente o 1.^o estágio do controlador (ESP), temos:

$$\frac{z}{Y'} = \frac{cS^2 + dS + 1}{1 + ST_2}, \text{ onde } Y' = k \cdot Y$$

Reescrevendo a equação acima de outra forma , temos :

$$\frac{z}{Y'} = \frac{cS}{T_2} + \frac{1 + dS - \frac{cS}{T_2}}{1 + ST_2}$$

Resultando na seguinte expressão :

$$z = \frac{c\dot{Y}'}{T_2} + \frac{1 + dS - \frac{cS}{T_2}}{1 + ST_2} \cdot Y' \quad (\text{B.16})$$

$$\text{Definindo } z_1 = \left[\frac{1 + dS - \frac{cS}{T_2}}{1 + ST_2} \right] \cdot Y' \quad (\text{B.17})$$

Substituindo a equação (B.17) na equação (B.16), obtemos :

$$z = z_1 + \frac{c\dot{Y}'}{T_2} \quad (\text{B.18})$$

Desenvolvendo a equação (B.17):

$$z_1 + \dot{z}_1 T_2 = Y' + \dot{Y}' d - \frac{\dot{Y}' c}{T_2} \quad (\text{B.19})$$

Reescrevendo a equação (B.19), temos :

$$\frac{d}{dt}(z_1 T_2 - Y'(d - \frac{c}{T_2})) = Y' - z_1 \quad (\text{B.20})$$

Definindo $x_1 = z_1 T_2 - Y'(d - \frac{c}{T_2})$ e isolando z_1 nesta expressão, temos

$$z_1 = \frac{x_1}{T_2} + \frac{Y'}{T_2} \cdot (d - \frac{c}{T_2}) \quad (\text{B.21})$$

substituindo a equação (B.21) na equação (B.20), obtemos :

$$\dot{x}_1 = \frac{-x_1}{T_2} + \frac{(kT_2^2 - d k T_2 + c k) \cdot Y}{(T_2)^2} \quad (\text{B.22})$$

Desenvolvendo agora o 2.º estágio do ESP, temos :

$$z = u + \dot{u} \cdot T_2 \quad (\text{B.23})$$

substituindo a equação (B.18) na equação (B.23) acima, resulta :

$$z_1 + \dot{Y}' \frac{c}{T_2} = u + \dot{u} \cdot T_2 \quad (\text{B.24})$$

fazendo a substituição da equação (B.21) na equação (B.24), temos :

$$u + \dot{u} \cdot T_2 = \dot{Y}' \frac{c}{T_2} + \frac{x_1}{T_2} + \frac{\dot{Y}'}{T_2} (d - \frac{c}{T_2}) \quad (\text{B.25})$$

Reescrevendo a equação (B.25):

$$\frac{d}{dt}(uT_2 - Y' \frac{c}{T_2}) = \frac{x_1}{T_2} + (\frac{d}{T_2} - \frac{c}{(T_2)^2}) \cdot Y' - u \quad (B.26)$$

definindo $x_2 = uT_2 - Y' \frac{c}{T_2}$, temos

$$u = \frac{x_2}{T_2} + Y' \frac{c}{(T_2)^2} \quad (B.27)$$

substituindo a equação (B.27) na equação (B.26), obtemos :

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{T_2} + (\frac{d}{T_2} - \frac{c}{(T_2)^2}) \cdot Y \cdot k - \frac{x_2}{T_2} - \frac{c}{(T_2)^2} \cdot Y \cdot k \quad (B.28)$$

finalmente, reordenando os termos da equação (B.28), resulta :

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{T_2} - \frac{x_2}{T_2} + (\frac{kdT_2 - 2kc}{(T_2)^2}) \cdot Y \quad (B.29)$$

APÊNDICE C

ESTRUTURAÇÃO DO PROGRAMA

Neste apêndice é apresentado a estrutura do programa para ajuste dos parâmetros de Sinais Estabilizadores em Sistemas de Potência Multimáquinas, programa MULMAQ, desenvolvido no computador IBM 3090 em Fortran 77. As rotinas que compõem o programa fonte são comentadas e é mostrado como é feito o encadeamento entre as mesmas.

O programa MULMAQ é composto de 17 rotinas, que são acessadas em função da opção desejada. O programa contempla a possibilidade de ser usado sinal derivado da velocidade ou potência elétrica, número de ESP igual ou menor do que o número de máquinas, ESP com topologia clássica ou com numerador quadrático . O programa MULMAQ é composto das seguintes rotinas :

- ENTIDAD
- RG
- BALANC
- ELMHES
- HQR
- SELEC
- MONTA
- ESSEA
- LUINV
- LUBKSB
- LUDCMP
- KET1
- NOVA
- MULMA
- NOVOAV
- CRTPAR
- SAIDA

Estas rotinas são comentadas a seguir :

Rotina ENTDA

Esta rotina faz a leitura dos dados de entrada para o programa MULMAQ.

Os dados lidos por esta rotina são :

- ordem da matriz de estado A,
- matriz de estado A,
- matriz dos coeficientes de entrada B,
- parâmetro K1 de Heffron-Phillips das máquinas,
- inércia das máquinas,
- matriz dos coeficientes de saída (no caso da utilização do

sinal derivado da potência elétrica).

Rotina RG

Esta rotina determina os auto-valores de uma matriz real (rotina EISPACK). A rotina RG chama mais tres rotinas: BALANC, ELMHES e HQR.

Rotina BALANC

Esta rotina faz o balanço da matriz, cujo auto-valores se deseja calcular, isolando os seus auto-valores.

Rotina ELMHES

A rotina ELMHES reduz a matriz real numa matriz na forma de Hessemberg superior, através de uma transformação de similaridade.

Rotina HQR

Esta rotina encontra os auto-valores de uma matriz na forma de Hessemberg superior, pelo método "QR".

Rotina SELEC

A rotina SELEC faz a correlação entre os auto-valores da matriz de estado A relacionados às oscilações eletro-mecânicas, com os respectivos subsistemas, através da comparação da frequência natural. A frequência natural do auto-valor $\lambda = \sigma + j\omega_d$, $\omega_n = \sqrt{\sigma^2 + \omega_d^2}$, é comparada com a frequência natural de cada subsistema, $\omega_n = \sqrt{\frac{K1 \cdot \omega_o}{M}}$. Para o caso onde o número de ESP's (N) é menor do que o número de máquinas (M), é nesta rotina que deve ser introduzida a seleção das máquinas equipadas com ESP.

Rotina MONTA

A rotina MONTA faz a montagem da matriz de estado aumentada (malha fechada), cuja filosofia de montagem foi explicitada no Capítulo IV. Esta rotina tem variações para o caso de $N < M$, sinal derivado da potência elétrica ou velocidade, topologia clássica ou numerador quadrático.

Rotina ESSEA

A rotina ESSEA calcula a expressão $(S_i \cdot I - A)$, onde S_i é o auto-valor λ_i , pertencente ao subsistema i, o qual se deseja posicionar. A matriz complexa resultante desta operação é invertida pela rotina LUINV.

Rotina LUINV

Esta rotina calcula a inversa de uma matriz complexa através de decomposição LU. É utilizado a técnica de pivotamento parcial, para melhorar a predominância diagonal, fazendo substituição direta e inversa. A substituição inversa pode ser feita até o elemento desejado, não havendo necessidade de se inverter a matriz completa. A rotina LUINV chama mais duas rotinas: LUDCMP e LUBKSB.

Rotina LUDCMP

Esta rotina faz a decomposição LU da matriz de entrada, através do algoritmo de Crout, com pivotamento parcial.

Rotina LUBKSB

Esta rotina resolve a equação linear $A \cdot X = B$, onde $A = L \cdot U$ e B é uma matriz diagonal unitária, através de substituição direta e inversa.

Rotina KET1

A rotina KET1 resolve a expressão :

$$F(s) = \frac{1}{C_1 \cdot (S_1 \cdot I - A)^{-1} \cdot B_1}$$

conforme colocado no capítulo IV. Esta rotina não é válida para o caso de ESP de topologia com numerador quadrático. Para este caso é utilizado a rotina NOVA.

Rotina NOVA

A rotina NOVA resolve a expressão $M \cdot P = H$, onde M é uma matriz retangular, gerando um sistema de equações subdeterminado. A solução deste sistema é encontrada pelo método do mínimo desvio, o qual foi apresentado no capítulo V.

Rotina MULMA

Esta rotina faz o produto de duas matrizes reais.

Rotina NOVOAV

A rotina NOVOAV compara o auto-valor posicionado em uma determinada iteração, com o auto-valor desejado para este subsistema, através dos

respectivos amortecimentos (ξ_i) e frequências naturais (ω_{ni}). Se as diferenças $\Delta\xi$ e $\Delta\omega_n$ forem menores do que um valor pré-estabelecido, a rotina assume então este auto-valor posicionado como o desejado para a re-alocação.

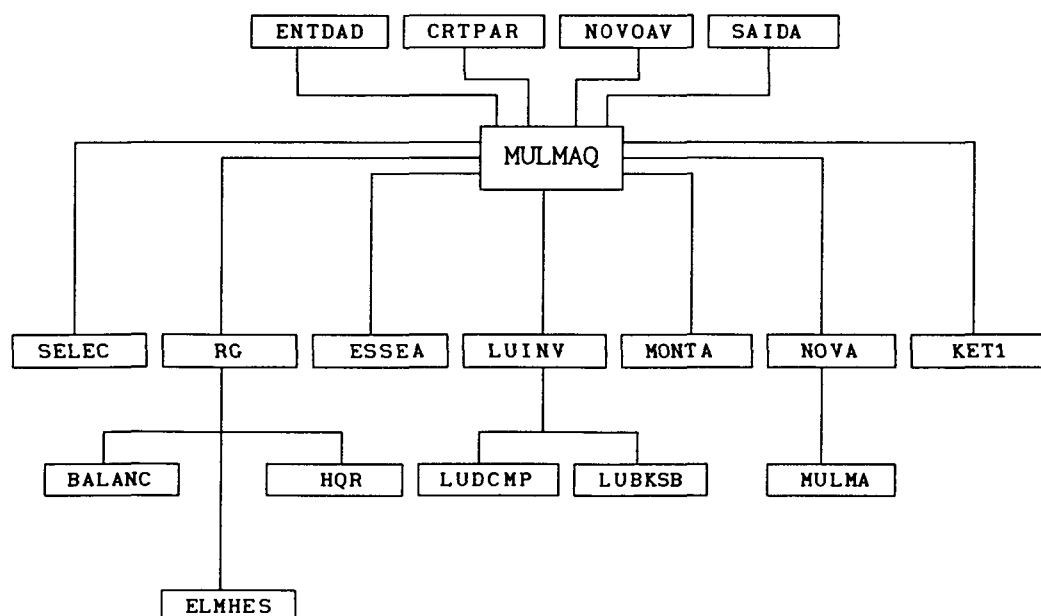
Rotina CRTPAR

Esta rotina faz o teste de convergência do algoritmo, através da comparação da norma da diferença dos auto-valores posicionados em uma determinada iteração e os posicionados na iteração anterior ou desejados, com uma tolerância arbitrária. A rotina CRTPAR permite a utilização de dois critérios de parada, conforme exposto no Capítulo IV.

Rotina SAIDA

A rotina SAIDA imprime o relatório de saída.

Estas rotinas estão encadeadas da seguinte forma dentro do programa MULMAQ:



APÊNDICE D

SISTEMAS UTILIZADOS PARA TESTE

D.1 - SISTEMA TRES MÁQUINAS - BARRA INFINITA

Este sistema que foi escolhido para teste [05],[08] e [16], é composto de uma Usina Térmica e duas Hidrelétricas, as quais estão mutuamente interligadas e radialmente acopladas a uma barra infinita, como mostrado na figura D.1.

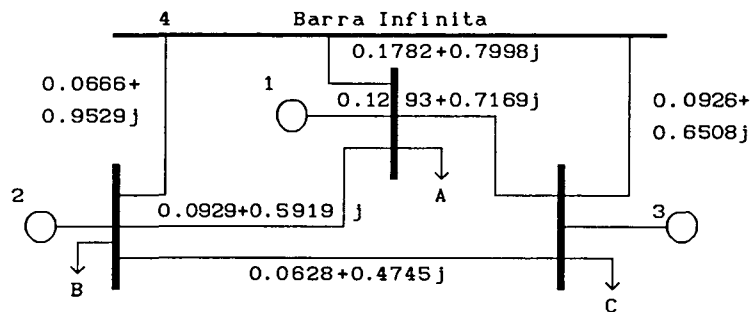


Figura D.1 - Sistema 3 Máquinas-Barra Infinita

- Notas : 1) Os valores numéricos são admitâncias em pu sobre uma base de 1000 Mva;
- 2) As cargas são : $\Rightarrow A = 0.4257 + 2.038j$
 $\Rightarrow B = 0.1121 + 1.176j$
 $\Rightarrow C = 0.4218 + 1.475j$

Os dados do sistema e as condições terminais são dadas nas Tabelas D.1. e D.2. Cada máquina síncrona é representada por um modelo de 3ª ordem, equipada com um Sistema de excitação de 1ª ordem, e com torque mantido constante ($\Delta T_m=0$). O sistema de excitação adotado está representado na Figura D.2.

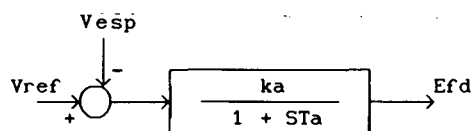


Figura D.2 - Sistema de Excitação

Os dados das máquinas são apresentados na Tabela D.1 abaixo:

Tabela D.1 - Dados das Máquinas

Maquina	Dados de Maquinas							
	Xd	Xq	X'd	T'do	H	K	Ta	Base MVA
1	1.68	1.66	0.32	4.0	2.31	40.0	0.05	360
2	0.88	0.53	0.33	8.0	3.40	45.0	0.05	503
3	1.02	0.57	0.20	7.76	4.63	50.0	0.05	1673

Nota : Quantidade base de tensao = 13.8 kV

Os dados do fluxo de potência são apresentados na Tabela D.2 :

Tabela D.2 - Dados do Fluxo de Potência

Barra	Po MW	Qo MVA	Vo pu	δ graus
1	26.5	37.0	1.03	10.00
2	518.	-31.5	1.025	32.52
3	1582.	-69.9	1.03	45.82
4	410.	49.1	1.06	20.69

D.2 - SISTEMA NOVE MÁQUINAS - BARRA INFINITA

Este Sistema de Potência [12] apresenta na realidade nove máquinas, sendo que a barra dez é tomada neste estudo como sendo uma barra infinita, sendo portanto adotada como máquina de referência . Este sistema é apresentado na Figura D.3.

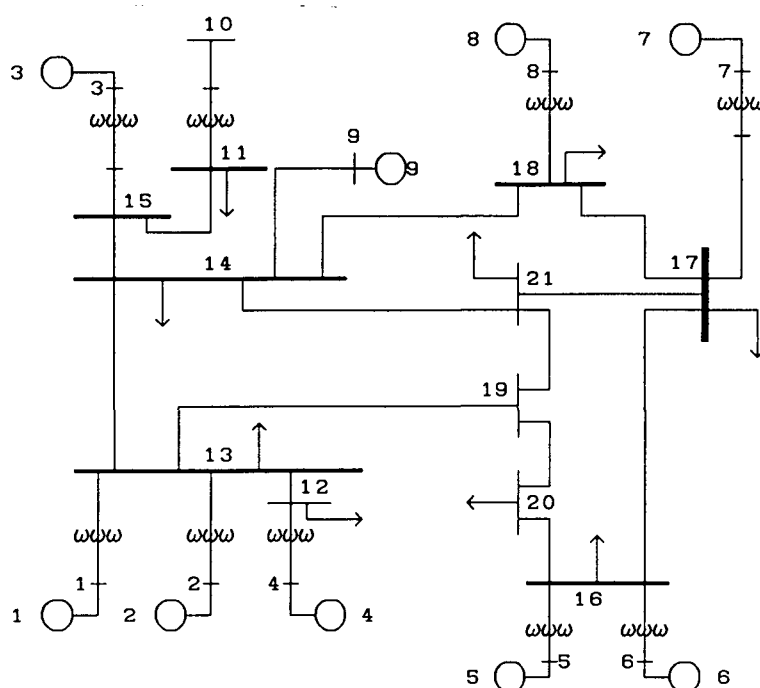


Figura D.3 - Sistema Nove Máquinas

Os dados para as máquinas síncronas e sistemas de excitação são apresentados na Tabela D.3 a seguir.

Tabela D.3 - Parâmetros das Máquinas

Máquina	X_d	X_q	X'_d	M	D	T'_{do}	T_a	K_a	E_{fd}
1	0.90	0.90	0.13	22.0	4.0	7.0	0.05	50.0	± 5.0
2	0.85	0.85	0.12	23.0	4.0	7.0	0.05	50.0	± 5.0
3	0.50	0.40	0.15	20.0	8.0	8.0	0.05	20.0	± 5.0
4	1.60	1.60	0.23	12.8	5.0	7.0	0.05	15.0	± 5.0
5	0.95	0.95	0.15	19.8	5.0	7.0	0.05	100.0	± 5.0
6	0.95	0.95	0.15	19.8	5.0	7.0	0.05	100.0	± 5.0
7	1.00	1.00	0.17	18.0	5.0	7.0	0.1	10.0	± 5.0
8	1.00	1.00	0.17	18.0	5.0	7.0	0.1	10.0	± 5.0
9	0.45	0.38	0.07	30.0	6.0	6.0	0.1	50.0	± 5.0

Os dados de linha e de barra do sistema apresentado na Figura D.3 são mostrados nas Tabelas D.4 e D.5, respectivamente.

Tabela D.4 - Dados de Linha

BARRA i	BARRA j	R	X	B/2
1	13	0.0000	0.0590	0.0000
2	13	0.0000	0.0135	0.0000
4	12	0.0000	0.2900	0.0000
12	13	0.0068	0.0680	0.0000
5	16	0.0000	0.0500	0.0000
16	19	0.0300	0.3020	0.0000
6	16	0.0000	0.1000	0.0000
16	17	0.0014	0.0145	0.0800
19	20	0.0096	0.1120	0.0000
20	21	0.0064	0.0645	0.0000
21	17	0.0161	0.1610	0.0000
21	14	0.0025	0.0351	0.1100
13	14	0.0120	0.1200	0.0000
20	13	0.0050	0.0480	0.0950
14	15	0.0073	0.0695	0.0000
15	3	0.0200	0.2320	0.0000
15	11	0.0071	0.0690	0.0000
14	9	0.0120	0.1190	0.0000
14	18	0.0102	0.1020	0.1000
18	8	0.0000	0.2800	0.0000
17	7	0.0320	0.3200	0.0000
17	18	0.0057	0.0570	0.0000
11	10	0.0000	0.0320	0.0000

Tabela D.5 - Dados de Barra

BARRA	P.Gerad.	$ V /Q_g$	P.Carg.	Q.Carg.
1	2.2000	1.0400	0.0000	0.0000
2	2.3000	1.0350	0.0000	0.0000
3	1.8000	1.0300	0.0000	0.0000
4	1.0000	1.0350	0.0000	0.0000
5	2.2000	1.0400	0.0000	0.0000
6	2.2000	1.0400	0.0000	0.0000
7	1.7000	1.0100	0.0000	0.0000
8	1.8000	1.0150	0.0000	0.0000
9	2.5000	1.0450	0.0000	0.0000
10	FOLGA	1.0500	0.0000	0.0000
11	0.0000	0.0000	1.5000	0.2000
12	0.0000	0.0000	0.8000	0.0500
13	0.0000	0.0000	2.2400	0.2000
14	0.0000	0.0000	4.1000	0.4000
15	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
16	0.0000	0.0000	3.0000	0.2000
17	0.0000	0.0000	2.0000	0.1000
18	0.0000	0.0000	1.5000	0.0000
19	0.0000	0.0000	1.0000	0.1000
20	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
21	0.0000	0.0000	3.5000	-1.000